

И. А. Алдошина
А. Г. Войшвилло

ВЫСОКОКАЧЕСТВЕННЫЕ АКУСТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И ИЗЛУЧАТЕЛИ



ББК 32.841
А 45
УДК 621.395.623.8(024)

Алдошина И. А., Войшвилло А. Г.
А 45 Высококачественные акустические системы и излучатели. — М.: Радио и связь, 1985. — 168 с., ил.

60 к.

Приведены методы расчета и проектирования акустических систем категории Hi—Fi и их основных элементов: корпусов, фильтров, излучателей. Описаны методы измерений основных видов искажений в акустических системах. Даны перспективы развития акустических систем категории Hi—Fi.

Для инженерно-технических работников, специализирующихся в области электроакустики и звуковоспроизведения

А $\frac{2402020000-049}{046(01)-85}$ 40—85 ББК 32.841
6Ф2.7

Рецензент канд. техн. наук **Я. Ш. ВАХИТОВ**

Редакция литературы по радиотехнике

ИРИНА АРКАДЬЕВНА АЛДОШИНА,
АЛЕКСАНДР ГЕОРГИЕВИЧ ВОЙШВИЛЛО

ВЫСОКОКАЧЕСТВЕННЫЕ АКУСТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И ИЗЛУЧАТЕЛИ

Редактор Л. И. Венгренюк
Художественный редактор Т. В. Бусарова
Обложка художника Н. А. Игнатьева
Технический редактор З. Н. Ратникова
Корректор Т. В. Дземидович

ИБ № 401

Сдано в набор 23.10.84 Подписано в печать 16.01.85 Т-03023
Формат 60×90 1/16 Бумага кн.-журн. импорт. Гарнитура литературная Печать высокая
Усл. печ. л. 10,5 Усл. кр.-отт. 10,75 Уч.-изд. л. 11,63 Тираж 40 000 экз.
Изд. № 20246 Зак. № 105 Цена 60 к.
Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Почтамт, а/я 693

Московская типография № 5 ВГО «Союзучетиздат»
101000 Москва, ул. Кирова, д. 40

7

ОСНОВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ АС

◆

За последние годы в проектировании высококачественных АС получили развитие в основном такие направления, как применение методов оптимального синтеза с использованием ЭВМ для расчета основных элементов АС (излучателей, разделительных фильтров, корпусов), использование синтетических материалов для изготовления элементов громкоговорителей, применение новых, более совершенных метрологических средств, использующих цифровую обработку сигналов, установление и уточнение субъективных порогов восприятия различных видов искажений. Результаты этих работ позволяют сформулировать задачи, на решение которых, по-видимому, будут направлены в ближайшие годы основные усилия специалистов.

1. Применение современной вычислительной техники и цифровой обработки сигналов для идентификации и математического моделирования как основных элементов, так и всей АС в целом, что послужит базой для углубленного изучения механизмов возникновения различных видов искажений в АС и создания эффективных методов их минимизации.

2. Выделение наиболее информативных для слуховой системы человека компонент пространственно-временной структуры реальных музыкальных и речевых сигналов, минимизация искажений сигнала в АС до подпороговых уровней и создание на базе установленных порогов восприятия искажений критериев оценки объективных параметров акустических систем, коррелирующих с субъективно воспринимаемым качеством звучания.

3. Переход к системному проектированию, включающему в себя многокритериальную оптимизацию (с применением ЭВМ) параметров всех элементов акустической системы.

Переход к системному синтезу не исключает необходимости совершенствования отдельных элементов АС за счет использования прогрессивной технологии, а также применения новых специально синтезированных материалов для диффузоров, подвесов, центрирующих шайб, магнитных цепей и корпуса АС, рационального выбора их конструкции.

Дальнейшим этапом развития акустической техники Hi—Fi, по-видимому, должен быть переход от обычных акустических систем, состоящих из громкоговорителей, корпуса и разделительных фильтров, к адаптивным системам звуковоспроизведения, под которыми понимаются не только акустические системы, но и помещение прослушивания (рассматриваемое как составной элемент системы, вносящий свои искажения в воспроизводимый сигнал), и многофункциональный звуковой процессор. Такой процессор должен выполнять одновременно фильтрацию сигналов, коррекцию линейных и нелинейных искажений, возникающих в процессе электромехано-акустического преобразования сигнала в излучателях, обеспечивать устранение влияния отражений сигнала в помещении прослушивания, а также новые способы звукопередачи, например бинауральные.

Первые шаги в создании адаптивных систем звуковоспроизведения уже сделаны — на базе аналоговой техники разработаны процессоры, обеспечивающие бифоническую звукопередачу (т. е. звукопередачу, в которой сигналы, записанные с помощью искусственной головы, транслируются во вторичное помещение и воспроизводятся с помощью акустических систем), появились сообщения о создании цифровых процессоров, обеспечивающих подавление отраженных сигналов в помещении и т. д.

Развитию работ в этом направлении способствует совершенствование методов цифровой обработки сигналов и создание нового аппаратурного обеспечения — быстродействующих звуковых процессоров, 16-разрядных аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей и т. д.

Решение всех вышеперечисленных задач позволит в будущем получить практически неискаженное воспроизведение речевых и музыкальных сигналов в любом помещении прослушивания.

1

ОСНОВНЫЕ ВИДЫ ИСКАЖЕНИЙ В АКУСТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ, НОРМЫ, СУБЪЕКТИВНЫЕ ПОРОГИ

◆

1.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Задачи развития акустических систем категории Hi—Fi потребовали создания новой метрологической базы, обеспечивающей значительное повышение точности, расширение номенклатуры измеряемых параметров и способов их обработки.

Требования к электроакустическим параметрам АС и методам их измерений изложены в отечественных стандартах и международных рекомендациях: ГОСТ 16122—78 [1.1], ГОСТ 23262—83 [1.2] СЭВ 1356—78 [1.3], МЭК 268—5 [1.4], МЭК 581—7 [1.5]. Техника электроакустических измерений, приведенная в этих документах, подробно рассматриваться не будет, основное внимание в этой главе будет уделено результатам исследований в области измерений, нормирования и установления субъективных порогов на основные виды искажений, полученные за последние годы в отечественной и зарубежной практике разработок АС категории Hi—Fi. Начальные сведения по искажениям в АС можно найти в работе [2.3].

1.2. ЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ

Математические определения

При воспроизведении музыкальных и речевых сигналов через АС (в процессе их электромеханических и механоакустических преобразований) возникают различные типы искажений, которые в общем виде могут быть разделены на нелинейные и линейные. Нелинейные искажения характеризуются появлением в процессе преобразования сигнала в АС новых спектральных составляющих, которые искажают временную структуру первоначального сигнала в зависимости от его уровня и свойств системы. Линейные искажения не создают новых спектральных составляющих, но изменяют амплитудные и фазовые соотношения между отдельными составляющими сигнала в за счет этого также искажают его временную

структуру. Правда, характер этого искажения не зависит от уровня сигнала [1.6].

Если к исследованию объективных параметров АС применить общие принципы анализа линейных электрических цепей, т. е. рассматривать как линейную, инвариантную во времени систему, у которой импульсная характеристика $g(t)$* и комплексная передаточная функция $H(j\omega)$** связаны преобразованием Фурье [1.7]:

$$H(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t)\, e^{-j\omega t}\, dt, \quad g(t) = (1/2\pi) \int_{-\infty}^{\infty} H(j\omega)\, e^{j\omega t}\, d\omega, \quad (1.1), (1.2)$$

то условие неискаженной передачи сигнала во временной области (допускающее только изменение сигнала в масштабе и задержку во времени, при сохранении его формы):

$$y(t) = K\, x(t - T), \tag{1.3}$$

где K — постоянная, $x(t)$ — входной сигнал, $y(t)$ — выходной сигнал, с помощью интеграла свертки

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} g(\tau)\, x(t - \tau)\, d\tau$$

и преобразования Фурье (1.1); (1.2), приводится в частотной области к условию следующего вида:

$$H(j\omega) = K \exp(-j\omega T). \tag{1.4}$$

Так как комплексная передаточная функция может быть выражена в форме

$$H(j\omega) = |H(j\omega)| \exp[j\varphi(\omega)], \tag{1.5}$$

где модуль $|H(j\omega)|$ называется амплитудно-частотной характеристикой системы — АЧХ (в практике проектирования АС обычно под АЧХ понимается $20\lg|H(j\omega)|$), а аргумент $\varphi(\omega)$ — фазочастотной характеристикой системы (ФЧХ), то для выполнения условия неискаженной передачи сигнала (1.4) необходимо постоянство модуля $H(j\omega)$, т. е. АЧХ:

$$|H(j\omega)| = K, \tag{1.6}$$

и пропорциональность частоте аргумента $H(j\omega)$, т. е. ФЧХ

$$\varphi(\omega) = -\omega T. \tag{1.7}$$

Несоответствие АЧХ и ФЧХ реальных АС условиям (1.6) и (1.7) и обусловливается наличием линейных искажений: амплитудно-частотных и фазочастотных.

---

* Импульсной характеристикой системы называется функция $g(t)$, являющаяся откликом системы на воздействие единичной импульсной функции $\delta(t)$ при нулевых начальных условиях.

** Передаточной функцией $H(j\omega)$ называется частотно-зависимое отношение комплексных амплитуд сигнала на выходе и входе системы при гармонических воздействиях.

Следует отметить, что для неискаженной передачи сигнала условия (1.6) и (1.7) должны выполняться в частотном диапазоне (—∞, +∞), однако поскольку любые АС имеют ограниченный воспроизводимый диапазон частот, то даже в лучших моделях АС, где отклонения АЧХ и ФЧХ от требований (1.6) и (1.7) внутри воспроизводимого диапазона минимальны, имеют место линейные искажения, которые искажают временну́ю форму сигнала.

Амплитудно-частотные искажения

Амплитудно-частотные искажения (которые, как было сказано, определяются по отклонению АЧХ от постоянного значения K как внутри, так и на краях воспроизводимого частотного диапазона) на протяжении всего периода развития техники производства АС считались и продолжают оставаться основным критерием их качества. В значительной степени это объясняется тем, что амплитудно-частотные искажения субъективно воспринимаются как искажения тембра звучания, к которым слух очень чувствителен. Поэтому методики измерений АЧХ детально разработаны и введены практически во все отечественные и международные стандарты [1.1 ... 1.5]. Поскольку эти же методики используют и в практике проектирования АС категории Hi—Fi, остановимся очень кратко на их основных положениях. Обычно АЧХ измеряют в звукомерных заглушенных камерах, реализующих условия свободного поля. Структурная схема измерений представлена на рис. 1.1: сигнал

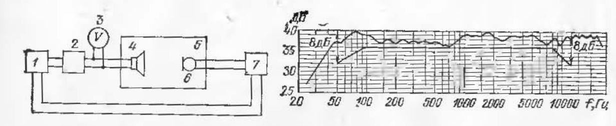


Рис. 1.1. Структурная схема измерений АЧХ

Рис. 1.2. Амплитудно-частотная характеристика АС

от генератора, входящего в установку автоматической записи *1* через усилитель мощности *2* подается на испытуемую АС *4*, установленную в заглушенной камере *5*. Контроль подаваемого напряжения осуществляется вольтметром *3*. Создаваемое АС звуковое давление измеряется микрофоном *6*, затем сигнал, пропорциональный звуковому давлению, поступает на вход микрофонного усилителя *7*, и далее записывается на установке *1*, куда входит логарифмический усилитель и самописец. Обычно АЧХ представляют в графической форме, в виде зависимости уровня звукового давления от частоты в логарифмическом масштабе (рис. 1.2). Под уровнем звукового давления понимается отношение измеренного значения модуля звукового давления к значению $2 \cdot 10^{-5}$ Па, выраженное в децибелах. В качестве испытательного используется синусоидаль-

ный сигнал, запись производится в режиме постоянства напряжения, микрофон устанавливается на рабочей оси АС на расстоянии не менее 1 м [1.1]. Кроме того, АЧХ может измеряться и на шумовом сигнале [1.1].

По записанной вышеуказанным образом АЧХ можно рассчитать целый ряд параметров, позволяющих количественно оценить амплитудно-частотные искажения в АС, например:

неравномерность АЧХ — отношение максимального значения звукового давления к минимальному [1.1] или отношение максимального (минимального) значения к среднему [1.5] в заданном диапазоне частот, выраженное в децибелах. В рекомендациях МЭК 581—7, определяющих минимальные требования к аппаратуре Hi—Fi, указывается, что неравномерность АЧХ не должна превышать ±4 дБ в диапазоне 100 ... 8000 Гц (см. рис. 1.2). В лучших моделях АС категории Hi—Fi достигнут уровень ±2 дБ;

эффективно воспроизводимый диапазон частот — диапазон, в пределах которого уровень звукового давления понижается на некоторую заданную величину по отношению к уровню, усредненному в определенной полосе частот. В рекомендациях МЭК 581—7 минимальные требования по этому параметру составляют 50 ... ... 12 500 Гц при спаде 8 дБ по отношению к уровню, усредненному в полосе частот 100 ... 8000 Гц (см. рис. 1.2);

характеристическая чувствительность АС — отношение среднего звукового давления, развиваемого АС в заданном диапазоне частот (обычно 100 ... 8000 Гц) на рабочей оси, приведенное к расстоянию 1 м и подводимой электрической мощности 1 Вт. В большинстве моделей АС категории Hi—Fi уровень характеристической чувствительности составляет 86—90 дБ (в технической литературе он часто записывается в виде 86 дБ/м/Вт). В последние годы появились высококачественные широкополосные АС с высокой чувствительностью 93 — 95 дБ/м/Вт.

Поскольку идентичность АЧХ в стереопарах очень важна для локализации стереообраза, в аппаратуре Hi—Fi нормируется допустимое расхождение АЧХ в АС, используемых в стереопаре, оно не должно превышать 2 дБ при сравнении уровня $P_{ср}$, усредненного в одинаковых октавах в диапазоне 250 ... 8000 Гц.

Анализу слышимости амплитудно-частотных искажений посвящены многочисленные исследования [1.8], позволившие установить качественную связь изменения амплитудного спектра сигнала с изменением его тембральной окраски. Измерения чувствительности слуха к отдельным пикам и провалам в спектре белого шума и естественных сигналов [1.8] ... [1.10] показали, что пороговая величина воспринимаемых неравномерностей в среднем составляет 2 дБ; чувствительность к обнаружению пиков значительно выше, чем к обнаружению провалов, причем уровень этой чувствительности зависит от ширины (добротности) пика-провала и местоположения его на спектральной огибающей прослушиваемого сигнала (легче всего обнаруживаются нерегулярности, находящиеся вблизи максимума на спектральной огибающей сигнала). Пороги слухо-

вой чувствительности к пикам разной добротности показаны на рис. 1.3 [1.10] ... [1.12]. Чувствительность слуха к спектральным нерегулярностям максимальна в области 500...3000 Гц.

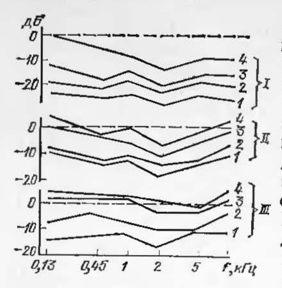


Рис. 1.3. Пороговые уровни пиков АЧХ для разных значений добротности:
1 — Q=1, 2 — Q=5, 3 — Q=10, 4 — Q=50 и разных видов программ:
I — шум, II — классическая музыка, III — эстрадная музыка

Серьезное внимание в технике Hi—Fi, особенно в связи с внедрением цифровой обработки в звукопередающий тракт, уделяется вопросам субъективного восприятия амплитудно-частотных искажений за счет ограничения воспроизводимого диапазона частот. В ряде моделей АС категории Hi—Fi диапазон частот равен 20...40 000 Гц (в среднем он составляет 35...20 000 Гц), вопрос о необходимости его дальнейшего расширения в области как низких, так и высоких частот связан со значительными техническими трудностями и требует детального анализа. В некоторых работах показано, что расширение диапазона за пределы 20...20 000 Гц необходимо, так как оно уменьшает время установления переходных процессов, снижает уровень интермодуляционных искажений в слышимой области, улучшает чистоту и прозрачность звучания. В то же время имеются исследования [1.12], доказывающие, что расширение полосы за пределы 20...20 000 Гц субъективно не воспринимается на реальных программах. Существенное значение для субъективного восприятия имеет и характер спада АЧХ на границах диапазона [1.13]. Таким образом, вопрос об установлении субъективных порогов слышимости различных видов амплитудно-частотных искажений является чрезвычайно важным для дальнейшего развития техники АС категории Hi—Fi и находится в стадии интенсивного исследования.

Фазочастотные искажения

Как было отмечено выше, критерием фазочастотных искажений в АС служит степень отклонения ее ФЧХ $\varphi(\omega)$ от прямой, проходящей через начало координат, т. е. несоблюдение условия (1.7). Системы, в которых выполняется условие (1.7), называют системами с линейной фазовой характеристикой. Как следует из (1.1), (1.2) для описания временной структуры сигнала необходимы данные как об АЧХ, так и о ФЧХ системы. Однако на протяжении всего периода развития АС фазочастотные характеристики практически не измерялись и не нормировались. В значительной степени это объясняется тем, что еще со времен Гельмгольца существовало мнение о «фазовой глухоте» слуха, а кроме того, в ряде работ вы-

сказывались соображения о том, что акустические системы относятся к минимально-фазовым системам, в которых АЧХ и ФЧХ однозначно связаны через преобразование Гильберта:

$$\varphi_{\text{м}}(\omega) = 1/\pi \int\limits_{-\infty}^{\infty} \frac{\ln |H(j\omega')|}{\omega' - \omega} d\omega', \tag{1.8}$$

и, следовательно, измерений АЧХ достаточно для определения ФЧХ. Современная измерительная техника, включающая обработку данных на ЭВМ [1.14], позволяет производить непрерывную запись $\varphi(\omega)$ и расчет $\varphi_{\text{м}}(\omega)$ из измеренной АЧХ по формуле (1.8). Сравнение этих результатов для большого числа АС показало, что они не относятся к классу систем с минимальной фазовой характеристикой (рис. 1.4), и поэтому измерение и нормирование ФЧХ в АС является необходимым. Фазочастотная характеристика (или фазовый сдвиг) в АС может быть представлена в виде

$$\varphi(\omega) = \varphi_{\text{м}}(\omega) + \varphi_{\text{н}}(\omega), \tag{1.9}$$

где $\varphi_{\text{м}}(\omega)$ — минимально-фазовая часть ФЧХ, определяемая из АЧХ по формуле (1.8); $\varphi_{\text{н}}(\omega)$ — неминимально-фазовая часть, которая в свою очередь может быть представлена как

$$\varphi_{\text{н}}(\omega) = \varphi_{\text{а}}(\omega) - \omega T + \varphi_0, \tag{1.10}$$

где ωT — фазовый сдвиг из-за задержки сигнала на время T при прохождении через систему, φ_0 — частотно-независимый фазовый сдвиг, вызванный, например, инвертированием полярности громко-

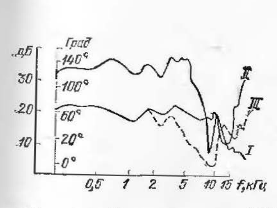


Рис. 1.4. Характеристики АЧХ (I) и ФЧХ (II) — рассчитанная, III — измеренная

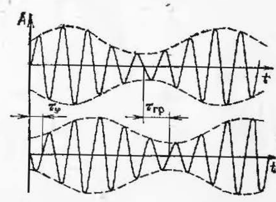


Рис. 1.5. Фазовая задержка τ_φ и групповая задержка $\tau_{\text{гр}}$

говорителей в АС, $\varphi_{\text{а}}(\omega)$ — частотно-зависимый фазовый сдвиг, обусловленный всепропускающими неминимально-фазовыми свойствами системы, при этом $\varphi_{\text{а}}(0) = 0$. Для оценки фазовых искажений в АС обычно используют выражения фазовой задержки

$$\tau_\varphi(\omega) = -\varphi(\omega)/\omega$$

и группового времени задержки (ГВЗ)

$$\tau_{\text{гр}}(\omega) = -d\varphi(\omega)/d\omega. \tag{1.11}$$

Разница между τ_φ и $\tau_{гр}$* для амплитудно-модулированного сигнала показана на рис. 1.5.

Необходимым условием отсутствия фазовых искажений в системе является $\tau_\varphi = T$ и $\tau_{гр} = T$ (где $T \geqslant 0$).

Если в (1.11) подставить (1.9) и (1.10), то получим:

$$\tau_{гр}(\omega) = T - d\,\varphi_м(\omega)/d\,\omega - d\,\varphi_а(\omega)/d\omega = T + \tau_м(\omega) + \tau_а(\omega).$$

Если ввести понятие «искажения группового времени задержки», как $\Delta\tau_{гр}(\omega) = \tau_{гр}(\omega) - T$, то условие отсутствия такого типа искажений в АС может быть представлено в виде:

$$\Delta\,\tau_{гр}(\omega) = 0. \qquad (1.12)$$

Условие (1.12) в основном и используется в современной технике АС категории Hi—Fi по причинам, о которых будет сказано ниже. Следует отметить, что в реальных конструкциях АС нет необходимости строгого соблюдения $\Delta\tau_{гр}(\omega) = 0$, достаточно, чтобы в воспроизводимом диапазоне $\Delta\tau_{гр}(\omega) < \tau_c(\omega)$, где $\tau_c(\omega)$ — частотно-зависимый дифференциальный порог слышимости искажений ГВЗ.

Необходимо отметить, что условие (1.12) является необходимым, но недостаточным для полного отсутствия фазовых искажений в АС, так как даже в отсутствие искажений ГВЗ в АС могут быть постоянные фазовые сдвиги за счет $\varphi(0) = \varphi_м(0) + \varphi_0 \neq 0$. При этом условие (1.7) не выполняется, так как прямая $\varphi(\omega)$ не проходит через начало координат

Методика измерений ФЧХ начала широко использоваться сравнительно недавно (с момента выпуска серийной аппаратуры фирмой B&K фазометра 2971 и линии задержки 6202) и еще не вошла в рекомендации МЭК, хотя широко используется как в зарубежной, так и в отечественной практике разработок АС. Структурная схема измерений ФЧХ показана на рис. 1.6. Сигнал от генератора *1* подается на усилитель мощности *2* (контроль напряжения осуществляется вольтметром *3*) и измеряемую АС *4*, размещенную в заглушенной камере *5*. На вход *А* фазометра *10* подается сигнал с зажимов АС через линию задержки *11*, на

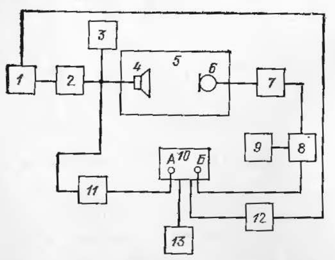


Рис. 1.6. Структурная схема измерений ФЧХ

---

* Физическое различие $\tau_{гр}$ и τ_φ состоит в том, что $\tau_{гр}$ характеризует время прохождения максимума (минимума) энергии сигнала через систему, а τ_φ — опережение (отставание) по фазе отдельных составляющих сигнала.

другой вход *B* сигнал поступает с выхода микрофона *6*, микрофонного усилителя *7*, измерительного усилителя *8* с сопровождающим фильтром *9*. Линия задержки *11* позволяет компенсировать линейный фазовый набег за время прохождения сигнала от АС до микрофона. В фазометре имеется выход на самописец *12* и перфоратор *13* для ввода данных в ЭВМ. Образец записи ФЧХ для АС показан на рис. 1.4. Усредненные значения искажений ГВЗ (вычисленные из измеренной ФЧХ методом численного дифференцирования) для АС различных типов лежат в пределах [1.15]:

—5 ... +15 мс в диапазоне 40...80 Гц;
—1,5 ... +3 мс — 80...160 Гц;
—1,0 ... +2,5 мс — 160...1000 Гц;
—0,5 ... +1,5 мс — 1000...20 000 Гц.

Основными причинами фазовых искажений в АС являются сложный диспергирующий характер колебательных процессов в подвижных системах громкоговорителей, частотно-зависимые фазовые сдвиги в разделительных фильтрах, фазовые сдвиги из-за пространственного распределения громкоговорителей в корпусе АС и т. д.

Вопросы установления субъективных дифференциальных порогов слышимости фазовых искажений на протяжении многих лет служили предметом активных дискуссий в литературе. Многочисленные экспериментальные исследования позволили установить, что наибольшая чувствительность к фазовому сдвигу в многокомпонентных сигналах обнаруживается в полосе 600..4000 Гц и составляет 10...15°. Значение этих порогов зависит от разности частот и амплитуд составляющих сигнала, условий прослушивания, интенсивности сигнала и т. д. Зависимость пороговых значений разности фаз от разности частот составляющих в трехкомпонентном сигнале при прослушивании через телефоны и в заглушенной камере показана на рис. 1.7,*а*. Наиболее информативной мерой фазовых искажений с точки зрения субъективного восприятия являются искажения ГВЗ. Усредненные данные по порогам слышимо-

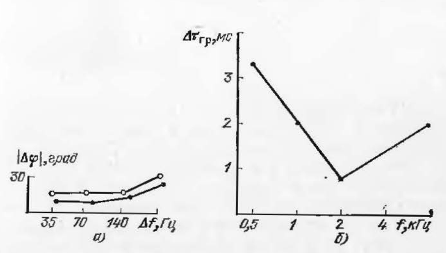


Рис. 1.7. Субъективные пороги восприятия фазовых искажений:
а — зависимость фазового сдвига $\Delta\varphi$ от разности частот в трехкомпонентном сигнале, *б* — зависимость пороговых значений $\Delta\tau_{гр}$ от частоты

сти искажений ГВЗ для различных типов сигналов показаны на рис. 1.7,*б* [1.15]. Сравнение пороговых значений искажений с усредненными для ряда высококачественных АС показывает, что в области нижних частот искажения ГВЗ в АС при измерениях на оси системы превышают пороговые значения, тогда как в области от 1000 Гц и выше эти значения близки.

Переходные искажения

Процесс нарастания («атака») и спада звукового давления в музыкальных и речевых сигналах играет существенную роль в идентификации музыкальных инструментов и распознавании речи. Величина искажений этих процессов, называемых переходными, при воспроизведении реальных звуковых сигналов через звуковоспроизводящую аппаратуру является важнейшей характеристикой ее качества. Поэтому в процессе создания АС категории Hi—Fi большое внимание уделяется разработке методов измерений переходных искажений и способов их нормирования.

Для измерения переходных искажений в АС используется широкий класс сигналов: ступенчатая функция, пакеты тональных сигналов, прямоугольные импульсы с синусоидальным заполнением, прямоугольные импульсы малой длительности, отдельные музыкальные тоны и т. д. Наибольшее распространение для изучения переходных искажений в АС получили пакеты тональных сигналов, так как при изменении частоты заполнения пакета можно исследовать характер переходного процесса в различных частотных областях и оценивать вклад отдельных резонансных частот АС в общую структуру переходного процесса.

Структурная схема измерений переходных процессов показана на рис. 1.8. С генератора, входящего в установку автоматической

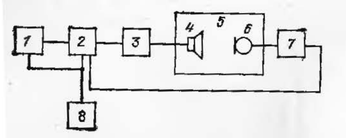
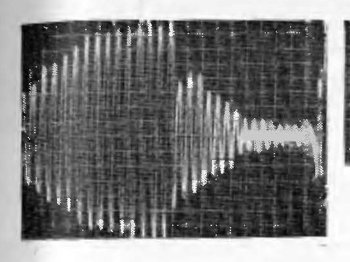


Рис. 1.8. Структурная схема измерений переходных процессов

записи *1*, синусоидальный сигнал поступает на измеритель переходных процессов *2*, где превращается в пакеты тональных сигналов, далее сигнал через усилитель мощности *3* подается на измеряемую АС *4*, находящуюся в заглушенной камере *5*. На вход микрофона поступают пакеты тональных сигналов, в паузе которых присутствуют переходные процессы, создаваемые в АС. Эти сигналы через усилитель *7* передаются на второй вход измерителя *2*, в котором происходит подавление стационарной части пакета. С выхода прибора *2* сигнал подается на вход осциллографа *8* и на вход установки *1*, в которой может использоваться детектор среднеквад-

ратичных значений, что позволяет осуществлять запись среднеквадратичного значения давления в паузе на бланке самописца. Методика имеет несколько модификаций: пакеты могут содержать постоянное число периодов на любой частоте, могут иметь постоянную длительность во всем частотном диапазоне при разном числе периодов, число периодов в пакете может изменяться ступенчато и т. д. Осциллограммы, снятые с экрана осциллографа, на одной резонансной частоте и между двумя резонансными частотами показаны на рис. 1.9. По осциллограммам на резонансных частотах можно определить такие параметры переходного процесса, как декремент колебания $\Delta = 1/\pi \ln A_n/A_{n+1}$ (где A_n/A_{n+1} — отношение амплитуд предыдущей полуволны к последующей) и время затухания (или установления) $\tau(f)$ переходного процесса, т. е. время, в течение которого амплитуда сигнала падает до 0,1 начального значения.

I



II

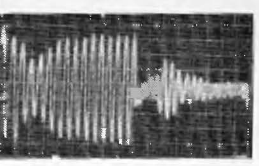


Рис. 1.9. Осциллограммы переходного процесса

I — на резонансной частоте; *II* — между двумя резонансными частотами

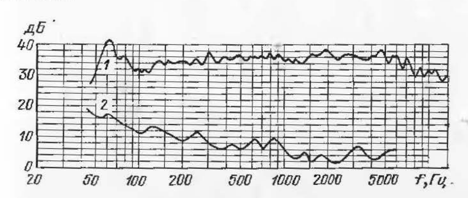


Рис. 1.10. Частотные характеристики $p_{ср.п}$:

1 — стационарная; *2* — переходная

Вопрос о нормировании переходных искажений АС неоднократно обсуждался в литературе, однако установленных международными рекомендациями норм в настоящее время еще нет. Наиболее распространенными параметрами при оценке переходных искажений в АС являются: частотно-зависимая разность уровней сред-

неквадратичного звукового давления переходного процесса в паузе между импульсами рис. 1.10, т. е. $20\lg(p_{ср.п}/p_{ср})$, и величина времени установления $\tau(t)$.

Анализ результатов субъективных экспертиз, выполненный в работе [1.16], позволил рекомендовать норму для $20\lg(p_{ср.п}/p_{ср}) = -20$ дБ. Субъективные дифференциальные пороги для времени установления τ, полученные в результате исследований, выполненных в институте физиологии им. И. П. Павлова, для сигналов типа прямоугольных импульсов с синусоидальным заполнением, оказались равными в области частот 1...10 кГц $\Delta\tau = 0{,}5$ мс, в области ниже 1 кГц $\Delta\tau = 1$ мс (при этом чувствительность слуха к изменению $\tau(t)$ и при установлении, и при спаде переходного процесса оказалась практически одинакова). Для реальных музыкальных сигналов дифференциальные пороги должны быть выше, так как искажения $\tau(t)$ в АС маскируются собственными процессами установления и спада музыкальных звуков, которые изменяются в пределах от 5 до 360 мс. В настоящее время этот вопрос интенсивно изучается.

Концовка параграфа 1 3

современных АС категории Hi—Fi уровень этих искажений близок к пороговым.

Итак, в АС категории Hi—Fi в настоящее время измеряют практически все известные виды нелинейных искажений: гармонические, интермодуляционные, частотно-разностные и частотно-модулированные за счет эффекта Доплера. Техника измерений их достаточно хорошо разработана. В лучших моделях АС уровни этих видов нелинейных искажений приближаются к пороговым.

1.3. НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ

Как уже было отмечено в § 1.2, при воспроизведении реальных музыкальных и речевых сигналов в акустических системах наряду с линейными искажениями возникают и нелинейные, причем их уровень обычно значительно выше, чем во всех остальных звеньях звуковоспроизводящего тракта. Для оценки нелинейных искажений используют различные виды испытательных сигналов: тональные, шумовые, музыкальные и др. Однако чаще всего для измерений и нормирования нелинейных искажений в АС применяют тональные сигналы.

Для оценки гармонических искажений ГОСТ 16122—78 [1.1] предусматривает использование нескольких видов коэффициентов, рекомендацией МЭК [1.5] для аппаратуры Hi—Fi предусмотрено применение суммарного характеристического коэффициента гармоник, определяемого как отношение, выраженное в процентах, среднеквадратичного значения звукового давления всех высших гармоник, взятых вместе, к среднеквадратичному значению звукового давления $p_{ср}$ в заданном диапазоне частот:

$$\kappa_г = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \kappa_{гn}^2}.$$

Измерения выполняются в условиях свободного поля на синусоидальном сигнале при мощности, соответствующей уровню звукового давления, равному $N_{ср}=90$ дБ (усреднение производится в диапазоне 100...8000 Гц). Обычно ограничиваются суммированием коэффициентов второго и третьего порядков. Методика измерений $\kappa_г$ приведена в ГОСТ 16122—78 [1.1]. Минимальные требования к АС категории Hi—Fi [1.5] по этому параметру составляют: в диа-

пазоне частот 250...1000 Гц — 2%; затем линейный спад от 2% до 1% в диапазоне 1...2 кГц, и в диапазоне 2...6,3 кГц — 1%. Измерения допустимы на дискретных частотах, однако более информативна непрерывная запись частотной характеристики $\kappa_г(f)$ которая может быть осуществлена на аппаратуре фирмы B&K (самописец 2307, генератор 1022, фильтр 2020), а также на аналогичной отечественной аппаратуре (при этом записываются значения $\kappa_г$ в дБ как функция частоты).

Наряду с суммарным характеристическим коэффициентом гармоник для оценки АС используют характеристические коэффициенты гармоник n-го порядка:

$$\kappa_{г\,n} = (p_{nf}/p_{ср}),$$

где p_{nf} — среднеквадратическое значение звукового давления, соответствующее n — гармонической составляющей. Пример записи частотных характеристик $\kappa_{г2}$, $\kappa_{г3}$ показан на рис. 1.11. В лучших моделях АС категории Hi—Fi достигнут уровень $\kappa_г = 1\%$ до 1 кГц,

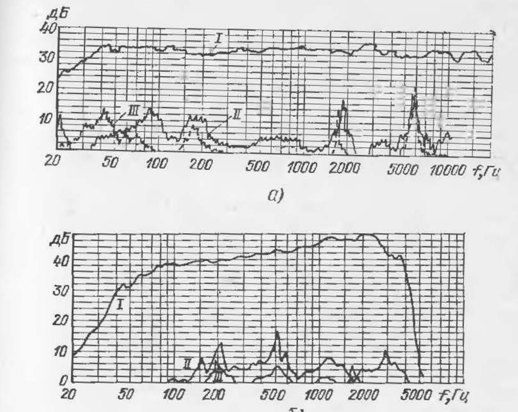


Рис. 1.11. Частотные характеристики:
a — стационарная (I), $\kappa_{г2}$ (II), $\kappa_{г3}$ (III); $б$ — стационарная (I), $\kappa_{им2}$ (II), $\kappa_{им3}$ (III)

$\kappa_г = 0{,}5\%$ выше 1 кГц, уровни $\kappa_{г2}$, $\kappa_{г3}$ для отдельных гармоник составляют 0,1...0,3%. Наряду с гармоническими составляющими второго и третьего порядков в выходном спектре АС могут появляться гармонические составляющие более высоких порядков. Если их амплитуды не убывают по мере возрастания номера гармоники,

то они на слух воспринимаются как дребезг, что свидетельствует о дефектах изготовления отдельных элементов АС. Для их количественной оценки применяют методы измерений, изложенные в работе [1.17]. Кроме гармоник высших порядков, в спектре выходного сигнала в АС могут присутствовать субгармоники $1/nf_0$, которые возникают из-за параметрических колебаний излучателей (они рассмотрены в гл. 2). Учитывая их важность для слухового восприятия (они субъективно воспринимаются как «призвуки»), в настоящее время разрабатывают стандартизованные методы их испытаний и нормирования. Пока в процессе разработки АС они оцениваются на слух при подведении скользящего синусоидального тона.

Для получения дополнительной информации о нелинейных искажениях в АС применяют методы измерения интермодуляционных искажений. В соответствии с определением, данным в рекомендациях МЭК 268—5, «интермодуляционные искажения — это проявление амплитудной нелинейности, выраженное в виде модуляционных продуктов, появляющихся при подаче сигнала, состоящего из сигналов с частотами f_1 и f_2 (где $f_1 < f_2/8$)». Количественно интермодуляционные искажения определяются по спектральным компонентам с частотами $f_2 \pm (n-1) f_1$, где $n=2, 3, \ldots$ Суммарный характеристический коэффициент интермодуляционных искажений

$$k_{\text{им}} = \sqrt{\sum_{n=2} k^2_{\text{им}\, n}},$$

где $k_{\text{им}\, n}$ — коэффициенты интермодуляционных искажений n-порядка;

$$k_{\text{им}\, n} = [p_{f_2-(n-1) f_1} + p_{f_2+(n-1) f_1}]/p_{\text{ср}}.$$

Методика измерений $k_{\text{им}}$, $k_{\text{им}\, n}$ дана в ГОСТ 16122—78 [1.1], обычно при измерениях ограничиваются $n=2, 3$.

Разновидностью интермодуляционных искажений являются частотно-разностные искажения: при их измерениях подаются две близкие частоты и учитываются только разностные составляющие [1.1]. Такой метод измерений может быть особенно полезен при оценке высокочастотных излучателей. Хотя интермодуляционные искажения отражают то же свойство, что и гармонические искажения — амплитудную нелинейность АС, они могут быть более информативны, чем гармонические по следующим причинам: двухтоновый сигнал лучше аппроксимирует реальный многокомпонентный сигнал, чем однотоновый; продукты интермодуляционных искажений (т. е. комбинационные тоны) субъективно заметнее, так как продукты гармонических искажений в некоторых случаях могут маскироваться гармониками музыкальных инструментов; интермодуляционные и разностные искажения можно измерять в более широком диапазоне частот, чем гармонические; интермодуляционные искажения служат более чувствительным критерием нелинейности АС, так как их уровень и число компонент больше при заданной степени нелинейности.

Измерения также можно выполнять на дискретных частотах, однако более информативной является непрерывная запись, которая может быть реализована на приборах фирмы B&K (анализатор спектра типа 2010 в комплекте с устройством управления 1902, самописцем 2307, генератором 1023 или 1022) или аналогичной отечественной аппаратуре. В документах МЭК и стандартах ([1.1]...[1.5]) величины $k_{им}$ и $k_{им\ п}$ не нормируются, однако значения этих коэффициентов приводят в большинстве каталогов на АС категории Hi—Fi. В лучших отечественных и зарубежных моделях АС суммарный характеристический коэффициент интермодуляционных искажений составляет 1...2%.

Исследованию субъективных порогов восприятия нелинейных искажений посвящены многочисленные исследования [1.13]. Обобщая результаты этих работ, можно считать установленным, что для всех видов нелинейных искажений в АС на реальных музыкальных программах субъективные пороги слышимости составляют 1...5%, минимальные значения на фортепианной музыке 1...2%. Для специальных тестовых сигналов пороговые значения могут достигать 0,1%. Заметность гармонических составляющих существенно зависит от их порядка; заметность гармонических искажений третьего порядка примерно вдвое выше, чем второго; чувствительность слуха к искажениям пятого и других нечетных порядков — в 6—10 раз выше, чем второго порядка и т. д. Восприятие нелинейных искажений обостряется при многократном прослушивании, особенно при воспроизведении звучания отдельных инструментов. Частотная область максимальной чувствительности слуха находится в пределах 1...2 кГц.

В акустических системах возникает еще один вид искажений, о значимости которого в литературе имеются противоречивые сведения. Это искажения, обусловленные эффектом Доплера. Эффект Доплера проявляется в частотной модуляции, возникающей в случае, если источник, излучающий сигнал с частотой f_2, совершает колебания относительно точки измерения с частотой f_1, что, например, происходит при одновременном воспроизведении высокой и низкой частот одним излучателем или при модуляции сигнала излучаемого высокочастотным громкоговорителем из-за смещений конуса низкочастотного громкоговорителя, что имеет место в многополосных АС за счет дифракции. Частотно-модулированные колебания также характеризуются появлением комбинационных тонов при подведении сигналов с частотами f_1 и f_2 и могут оцениваться с помощью коэффициента $k_{чм}$, измеренного по такой же методике, как $k_{им}$. Однако поскольку при малых индексах модуляции комбинационные тоны, возникающие за счет амплитудной модуляции (интермодуляционные искажения) и частотной модуляции (эффект Доплера), близки, то при измерениях их разделить трудно, поэтому для оценки искажений, обусловленных только эффектом Доплера в АС, используют методику измерений относительной частотной девиации. Исследования слышимости искажений Доплера на реальном программном материале [1.18] показали, что в

1.4. ХАРАКТЕРИСТИКА НАПРАВЛЕННОСТИ. АКУСТИЧЕСКАЯ МОЩНОСТЬ

Для оценки пространственного распределения звукового поля, излучаемого АС, используются такие параметры, как характеристика направленности и частотная характеристика акустической мощности. Эти параметры в современной технике АС категории Hi—Fi считаются наиболее информативными с точки зрения оценки качества звучания АС в реальном помещении прослушивания [1.19].

Характеристика направленности АС определяет зависимость звукового давления на любой заданной частоте (или в полосе частот) от направления излучения звука. Измерения характеристик направленности осуществляются так же, как и измерения АЧХ, в заглушенной камере, только при этом осуществляется либо вращение АС на специальном поворотном устройстве (при этом получаются диаграммы направленности в полярных координатах на каждой частоте (рис. 1.12,*б*), либо смещение микрофона на различные

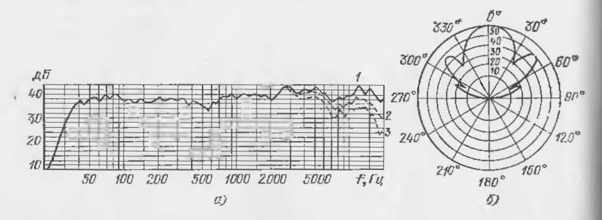


Рис. 1.12. Характеристика направленности АС: *а* — АЧХ, измеренные на оси (*1*) и при смещении микрофона под углами ±15° (*2*, *3*); *б* — в полярных координатах

заданные углы, при этом получается семейство АЧХ, записанных под различными углами в горизонтальной и вертикальной плоскости (рис. 1.12,*а*). В рекомендациях МЭК 581—7 [1.5] характеристика направленности нормируется при измерениях АЧХ под углами ± (20 ... 30°) в горизонтальной плоскости и ± (5 ... 10)° в вертикальной. При этом отклонения АЧХ от измеренной на оси в

диапазоне частот 250—8000 Гц, не должны отличаться больше, чем на ±4 дБ. В практике конструирования АС обычно измерялась и нормировалась характеристика направленности только по АЧХ, однако для восстановления временной структуры звукового поля необходимы также измерения характеристики по ФЧХ (или пространственного распределения ГВЗ), что в настоящее время используется при проектировании АС.

Полную звуковую энергию, излучаемую АС в окружающее пространство, определяют с помощью измерения акустической мощности. Методика измерения акустической мощности АС в условиях свободного поля и в реверберационной камере дана в ГОСТ 16122—78 [1.1]. Зависимость излучаемой акустической мощности от частоты называется частотной характеристикой акустической мощности (рис. 1.13). Исследования влияния различных условий в

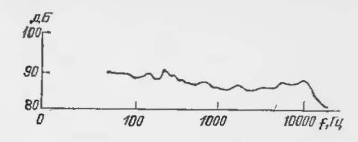


Рис. 1.13. Частотная характеристика акустической мощности

помещениях прослушивания на субъективно воспринимаемое качество звучания АС показали, что частотная характеристика акустической мощности наилучшим образом коррелирует с субъективно воспринимаемой АЧХ в помещении, построенной методом сравнения с эталонным источником [1.20]. Основным параметром для оценки качества работы АС в реальном реверберирующем помещении предлагается считать неравномерность частотной характеристики акустической мощности. Этот параметр еще не нормируется в рекомендациях МЭК, однако он уже широко используется в практике конструирования АС категории Hi—Fi. В современных АС достигнут минимальный уровень неравномерности АЧХ на оси (до ±2 дБ), поэтому основной причиной неравномерности частотной характеристики акустической мощности являются изменения ширины характеристики направленности как функции частоты. В многополосных динамических АС причиной этих изменений могут служить: неудачное расположение громкоговорителей, неправильный выбор частот среза, неоптимизированные по этому параметру фильтрующе-корректирующие цепи и т. д. В диностатических системах, например, причиной таких резких изменений может служить переход от динамического излучателя к плоскому электростатическому, характеристика направленности которого существенно более узкая. Психофизиологические исследования влияния этого фактора на субъективное восприятие показали, что АС, имеющие «хорошую» осевую АЧХ (т. е. с минимальной неравномерностью), но «плохую» (т. е. узкую, с резкими изменениями ширины при изменении частоты) характеристику направленности, звучат для

слушателя, находящегося на оси «жестко и утомительно» [1.21], так как стереообраз смещается с изменением спектральиого состава сигнала. Поэтому к характеристикам направленности АС категории Hi—Fi предъявляются требования по однородности (т. е. отсутствию резких изменений в ширине, особенно в области средних частот), что обеспечивает соответственно минимизацию неравномерности частотной характеристики акустической мощности.

1.5. ИСКАЖЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МОЩНОСТИ. ПОЛНОЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ

Одним из главных требований к высококачественному воспроизведению АС является обеспечение неискаженной передачи динамического диапазона передаваемых сигналов. Речевые и музыкальные сигналы представляют собой случайные слабо коррелированные временные процессы. Они могут быть определены соответствующими распределениями по уровню, времени и частотам, а также динамическим диапазоном, частотным диапазоном и временем корреляции отдельных участков [1.22].

Уровнеграмма (т. е. зависимость уровня сигнала от времени при заданном времени усреднения τ) музыкального отрезка показана на рис. 1.14. Для описания такого сигнала вводится понятие

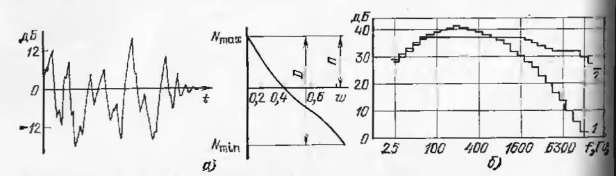


Рис. 1.14. Уровнеграмма музыкального сигнала (*а*) и частотная характеристика шумового сигнала, рекомендуемого для испытаний АС (*б*):
1 — действующие рекомендации МЭК, *2* — новые рекомендации МЭК

$N_{ср}$ — среднего уровня, N_{max}, N_{min} — квазимаксимального и квазиминимального уровней (N_{max}, N_{min} — определяется как уровни, для которых относительная длительность существования сигнала с уровнем не ниже (соответственно не выше) его равна 2% для музыкальных сигналов и 1% для речевых [1.2]). Разность $D=N_{max}-N_{min}$ называется динамическим диапазоном сигнала, а $П=N_{max}-N_{ср}$ — пикфактором (при времени усреднения за длительный промежуток времени: не менее 1 мин для музыки и 15 с для речи).

Значения среднего звукового давления $P_{ср}$, пик-фактора П, пиковой акустической мощности $W_п$ и частотной области наивысших пиковых значений Δf для некоторых инструментов даны в табл. 1.1 [1.22].

Таблица 1.1

Инструмент	R, м	$P_{ср}$, Па	П, дБ	$W_п$, Вт	Δf, Гц
Рояль	3	0,26	9,8	0,276	250 ... 500
Орган	3,6	0,21	13,2	0,35	250 ... 500
Оркестр из 75 инструментов (проба А)	4,5	0,51	17,7	8,2	2000 ... 2800 250 ... 500
То же (проба В)	4,5	0,46	27,8	66,5	8000 ... 12 000

Анализ статистических свойств реальных музыкальных и речевых сигналов, приведенный, в частности, в работе [1.28], позволяет сформулировать требования к необходимому динамическому диапазону АС и соответствующим электрическим мощностям.

Пиковые уровни давления в современной и классической музыке достигают значений [1.23]: рояль — 103 дБ, классический оркестр (18 человек) — 112 дБ; орган — 116 дБ, рок-музыка (с электронным усилением) — 128 дБ и т. д. (Измерения выполнялись в переднем ряду слушательских кресел в концертном зале.) Если определить динамический диапазон частот АС как отношение максимального пикового уровня звукового давления передаваемого сигнала к уровню шумов, прослушиваемому в паузе, то требуемые величины динамических диапазонов АС составляют 90 ... 118 дБ в зависимости от вида программы [1.23]. В современных цифровых звуковоспроизводящих трактах уже достигнут динамический диапазон 96 дБ (при 16-разрядном кодировании), поэтому проблема обеспечения вышеуказанного диапазона в АС стала чрезвычайно актуальной.

Для характеристики способности АС к неискаженной передаче пиковых уровней в технической литературе и каталогах употребляется параметр — максимальный уровень звукового давления max*SPL*. Для подавляющего большинства выпускаемых систем значения его лежат в пределах 102 ... 105 дБ. Однако за последние годы для работы с цифровыми трактами появились АС, у которых max SPL составляет 110 ... 125 дБ. Обеспечение таких значений является одной из труднейших проблем в проектировании АС категории Hi—Fi. Как уже было отмечено в § 1.2, большинство АС имеет характеристическую чувствительность 86 ... 93 дБ/Вт/м. Следовательно, чтобы обеспечить максимальный уровень звукового давления 110 дБ на расстоянии от одного метра и дальше к акустической системе необходимо подвести мощность от усилителя 100 — 200 Вт. Обычно в каталогах на современные АС категории Hi—Fi указывается рекомендуемая мощность усилителя. Поскольку в практике конструирования АС и УЗЧ используются разные определения мощностей, вопрос об их согласовании стал настолько важен, что в МЭК разработаны специальные рекомендации по этому вопросу.

В отечественных стандартах на акустические системы [1.1 ... 1.2] нормируется два вида мощностей: номинальная и паспортная. Номинальная мощность определяется нормируемым уровнем нелинейных искажений. Проверяется на синусоидальном сигнале по методике ГОСТ 16122—78 [1.1]. Обычно ее величина указывается в наименовании акустической системы: например, 35АС-012—номинальная мощность 35 Вт; 100АС-003—номинальная мощность 100 Вт. Паспортная мощность определяется тепловой и механической прочностью АС и проверяется при подведении к системе в течение 100 часов специально взвешенного корректирующей цепью сигнала типа стационарного розового шума с пик-фактором П=2. Характер распределения спектра сигнала отражает среднестатистические распределения спектральной плотности речевых и музыкальных программ рис. 1.14,б. Методика измерения паспортной мощности дана в ГОСТ 16122—78 [1.1]. Обычно ее величина выше или равна номинальной мощности (например, для 35АС-012 паспортная мощность равна 90 Вт).

В международных рекомендациях МЭК 268—5 и МЭК 581—7, а также в каталогах и технической литературе, для характеристики акустических систем используются следующие виды мощностей:

характеристическая, при которой АС обеспечивает заданный уровень среднего звукового давления. В рекомендациях МЭК значение этого уровня установлено 94 дБ на расстоянии 1 м;

паспортная (power handling capacity), при которой АС может длительное время работать без механических и тепловых повреждений при испытаниях на специальном шумовом сигнале. По методике измерений она совпадает с паспортной мощностью, определенной в отечественных стандартах;

максимальная синусоидальная (maximum sinusoidal testing power), т. е. мощность непрерывного синусоидального сигнала в заданном диапазоне частот, при которой АС может длительное время работать без механических и тепловых повреждений.

Для согласования акустических систем с усилителями рабочая группа МЭК РГ-14 рекомендовала два вида мощностей:

долговременная максимальная (long term maximum input power) — мощность, которую АС выдерживает без механических и тепловых повреждений в течение одной минуты при таком же испытательном сигнале, как и для паспортной мощности. Испытания повторяются 10 раз с интервалом 2 мин;

кратковременная максимальная (short term maximum input power) — мощность, которую выдерживает акустическая система при испытании шумовым сигналом с таким же распределением, как и для паспортной мощности, в течение 1 с. Испытании повторяются 60 раз с интервалом 1 мин.

В технической литературе встречается близкое к этому понятие «музыкальной мощности», методика измерений которой дана в стандарте ФРГ DIN 45500. Поскольку в международных рекомендациях по стандартизации еще не все понятия мощностей являются окончательно установленными и они расходятся с отечественными стандартами, то в каталогах и технической литературе встречаются разные понятия мощностей, затрудняющие сравнение АС друг с другом.

Для согласования АС с усилителем мощности принципиальное значение также имеет характер ее полного входного электрического сопротивления (импеданса). В стандартах на АС нормировано

номинальное значение электрического сопротивления, обычно оно 4 или 8 Ом. Электрическое сопротивление реальных многополосных АС имеет сложный комплексный, зависящий от частоты характер. Методика записи частотной характеристики полного электрического сопротивления (т. е. записи $|Z(\omega)|$ в функции частоты) дана в ГОСТ 16122—78. Образец записи этой характеристики дан на рис. 1.15. Минимальное значение $|Z(\omega)|$ не должно отличаться от заданного номинального больше, чем на —20%. По частотной характеристике модуля можно определить частоту основного резонанса f_0 как частоту, при которой модуль Z имеет первый по частоте основной максимум [1.1].

Исследования по определению слышимости искажений динамического диапазона [1.13] показали сильную чувствительность слуха к его ограничению, поэтому снижение этого вида искажений является одной из наиболее актуальных в настоящее время задач в технике проектирования АС категории Hi—Fi.

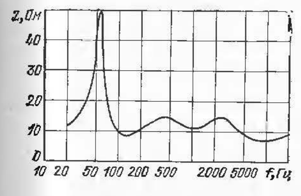


Рис. 1.15. Частотная характеристика модуля полного электрического сопротивления

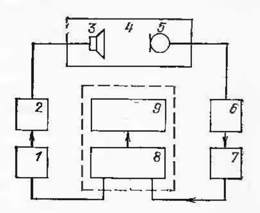


Рис. 1.16. Структурная схема импульсных измерений АС

1.6. ПРИМЕНЕНИЕ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В ТЕХНИКЕ ИЗМЕРЕНИЙ АС

Широкое развитие теории цифровой обработки сигналов (ЦОС) и соответствующей аппаратуры (аналого-цифровых (АЦП) и цифроаналоговых (ЦАП) преобразователей, специализированных, быстродействующих процессоров и др.) определило переход в разработках и производстве АС к технике «цифровых» измерений. Этот переход явился принципиальным этапом в развитии АС категории Hi—Fi, так как позволил перейти к оценке новых параметров, значительно повысить точность, скорость измерений и обработки результатов и, кроме того, обеспечил возможность проведения измерений в незаглушенных помещениях. Работы по внедрению акустической цифровой метрологии начались в 1971 г. [1.24]. В настоящее время она применяется большинством ведущих зарубежных фирм ([1.25] ... [1.28]). Аналогичная техника измерений отрабатывается на отечественной аппаратуре.

Методы измерений АС с помощью цифровой техники основаны

1.6. ПРИМЕНЕНИЕ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В ТЕХНИКЕ ИЗМЕРЕНИЙ АС

Широкое развитие теории цифровой обработки сигналов (ЦОС) и соответствующей аппаратуры (аналого-цифровых (АЦП) и цифроаналоговых (ЦАП) преобразователей, специализированных, быстродействующих процессоров и др.) определило переход в разработках и производстве АС к технике «цифровых» измерений. Этот переход явился принципиальным этапом в развитии АС категории Hi—Fi, так как позволил перейти к оценке новых параметров, значительно повысить точность, скорость измерений и обработки результатов и, кроме того, обеспечил возможность проведения измерений в незаглушенных помещениях. Работы по внедрению акустической цифровой метрологии начались в 1971 г. [1.24]. В настоящее время она применяется большинством ведущих зарубежных фирм ([1.25] ... [1.28]). Аналогичная техника измерений отрабатывается на отечественной аппаратуре.

Методы измерений АС с помощью цифровой техники основаны

на прямых измерениях импульсной характеристики с последующей обработкой измеренных результатов на ЭВМ. Главным преимуществом применения ЦОС является возможность из измеренной импульсной характеристики с помощью БПФ (быстрого преобразования Фурье) получить расчетным путем амплитудную и фазовую характеристику АС как в стационарном, так и в переходном режиме.

Структурная схема измерений показана на рис. 1.16. Повторяющаяся последовательность прямоугольных импульсов от импульсного генератора *1* через усилитель *2* подается на АС *3*. В качестве измерительного сигнала выбран короткий прямоугольный импульс, так как, во-первых, он ближе всего к идеальному, единичному импульсу $\delta(t)$, что позволяет непосредственно измерить импульсную характеристику АС $g(t)$, которая по данному в § 1.2 определению есть реакция системы на единичный импульс $\delta(t)$; во-вторых, его спектр описывается функцией вида $\sin x/x$, у которой первый нуль находится на частоте $f_0=1/\Delta t$ (Δt — длительность импульса). Поэтому если Δt достаточно мала, то f_0 оказывается больше верхней частоты воспроизводимого диапазона частот, т. е. внутри воспроизводимого АС диапазона спектр измерительного сигнала будет равномерным. Кроме того, длительность импульса должна быть достаточно мала также и для того, чтобы время его обработки в ЭВМ было меньше времени прихода первых отражений при измерениях в незаглушенных помещениях. Однако в коротком импульсе содержится слишком мало энергии, чтобы обеспечить необходимый уровень отношения сигнал-шум при измерениях. Поэтому обычно на практике выбирают Δt 5...20 мкс, чаще всего $\Delta t=10$ мкс, (у такого импульса первый нуль находится на частоте $f_0=100$ кГц). При этом амплитуду импульса выбирают достаточно большой (максимальная величина ограничивается способностью АС к механическим и тепловым перегрузкам). Чаще всего используют импульсы с амплитудой 60 В, так как при длительности 10 мкс они еще не вызывают повреждений в динамических громкоговорителях из-за тепловой и механической инерционности. Для увеличения отношения сигнал-шум при импульсных измерениях на фирме KEF, например, применяют специальную методику, заключающуюся в том, что на АС подается последовательность импульсов и измеренные характеристики накапливаются, обрабатываются и усредняются в ЭВМ (авторам работы [1.33] удалось при 64-кратном повторении импульсов увеличить отношение сигнал-шум на 18 дБ).

После того как сигнал от АС принят микрофоном *5* и усилен *6*, он подается на фильтр нижних частот (ФНЧ) *7* с целью подавления высокочастотных составляющих, затем на АЦП *8*. Для полного описания АЧХ, ФЧХ и других характеристик АС при измерениях необходимо обеспечить динамический диапазон 70 ... 80 дБ, поэтому обычно используют 12—14-разрядные АЦП. После АЦП измеренный сигнал вводится в процессорное устройство ЭВМ *9*, где выполняются следующие операции: прием информации и ее запоминание, предварительная обработка измеренного сигнала (усреднение, коррекция временной задержки вследствие распространения сигнала от громкоговорителя до микрофона и т. д.), реализация алгоритма БПФ (быстрого преобразования Фурье) [1.26], вывод результатов на графопостроитель.

Как уже отмечалось выше, измерения импульсных характеристик с использованием ЦОС можно проводить как в заглушенной камере, так и в незаглу-

щенном помещении. Требования к размерам помещения для измерений определяются из следующего условия: время прихода к микрофону первых отражений $t_{отр}$ должно быть больше времени прихода самого импульса $t_{имп}$ и его длительности Δt, т. е. $t_{отр} > t_{имп} + \Delta t$ [1.34]. Из этого условия можно установить связь между минимальным размером помещения h, оптимальным расстоянием между АС и микрофоном d, а также нижней измеряемой частотой f_{min}. Данные приведены в табл. 1.2.

Таблица 1.2

h, м	2	3	4	5
d, м	1,15	1,75	2,31	2,88
f_{min}	298	199	149	119

В результате обработки сигнала в ЭВМ на графопостроитель могут быть выведены: импульсный отклик с различной степенью увеличения отдельных участков импульсограммы, а также амплитудно-частотная и фазочастотная характеристика АС (рис. 1.17,*а*, *б*); причем для оценки неминимально-фазовых свойств ФЧХ может быть вычислена с помощью преобразования Гильберта из АЧХ.

С помощью цифровой обработки сигналов можно построить динамический переходный «кумулятивный» спектр АС следующим образом.

Выходной сигнал АС $y(t)$ при заданном входном $x(t)$ может быть определен с помощью импульсной характеристики $g(t)$:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} g(\tau)\, x(t-\tau)\, d\tau. \qquad (1.13)$$

Если в качестве входного сигнала использовать $x(t) = \exp(j\omega t) \times \times U(-t)$, где $U(-t)$ — ступенчатая функция, то интеграл (1.13) может быть записан так:

$$y(t) = \int_{+\infty}^{\infty} g(\tau)\, e^{j\omega(t-\tau)}\, U(\tau - t) = e^{j\omega t} \int_{-\infty}^{\infty} g(\tau)\, U(\tau - t)\, e^{-j\omega\tau}\, d\tau.$$

Если обозначить

$$H_1(j\omega t) = \int_{-\infty}^{\infty} g(\tau)\, U(\tau - t)\, e^{-j\omega\tau}\, d\tau,$$

тогда выходной сигнал $y(t) = \exp(j\omega t) H_1(j\omega t)$. Структура функции $H_1(j\omega t)$ показывает, что ее можно рассматривать как преобразование Фурье в разные моменты времени от функции $g(\tau) U(\tau - t)$, представляющей собой произведение импульсной характеристики системы на ступенчатую функцию. Результат этого умножения для разных моментов времени показан на рис. 1.18. Как видно из рисунка, в момент $t = t_1$ преобразованию Фурье подвергается полная импульсная характеристика АС, в результате получается стационарная АЧХ и ФЧХ системы. В моменты t_1, t_2 преобразуются отдельные части импульсной характеристики, при этом получается ФЧХ и АЧХ, соответствующие разным моментам процесса затухания в системе. Если построить трехмерный график, по одной оси которого отложить $20 \lg |H_1(j\omega, t_n)|$, по другой — частоту f, по

третьей — время t, то получится кумулятивный амплитудный спектр, характеризующий процесс затухания на каждой частоте (рис. 1.17,*в*) и в разные моменты времени. Аналогично можно построить и фазовый спектр $\arg H_1(j\omega, t_n)$.

Техника измерения «кумулятивных» спектров значительно усовершенствовалась за последние годы: выпускаются специализированные процессоры, совершенствуются методики [1.27], [1.28]. Такого рода измерения несут значительно больше информации о

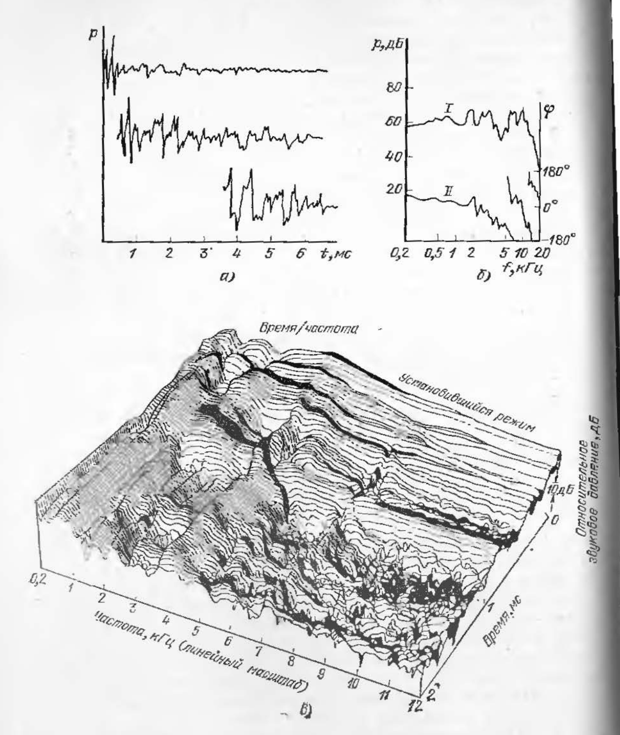


Рис. 1.17. Импульсная характеристика с увеличением отдельных участков (*а*) и амплитудно-частотная *I* и фазочастотная *II* характеристики (*б*), (*в*) — амплитудный нумулятивный спектр

динамическом переходном спектре АС, позволяют выявить так называемые задержанные («delayed») резонансы, которые практически не видны иа стационарных АЧХ и ФЧХ. Эти резонансы могут быть обусловлены отражением от задней стенки и углов корпуса, собственными резонансами подвижной системы и др. Для оценки качества АС по «кумулятивным» спектрам еще не разработано стандартизованных параметров. Однако в практике конструирования АС используются: время спада АЧХ иа заданной частоте, число резонансов в заданные промежутки времеии, а также другие параметры, характеризующие степень гладкости и скорость изменения АЧХ во времени. Наряду с построением динамических спектрограмм АЧХ н ФЧХ в АС, с помощью ЦОС отработана методика измерения пространственного распределения амплнтуд звукового давления [1.28] от акустических систем и излучателей. Образец записи пространственного распределения АЧХ показан на рнс. 1.19.

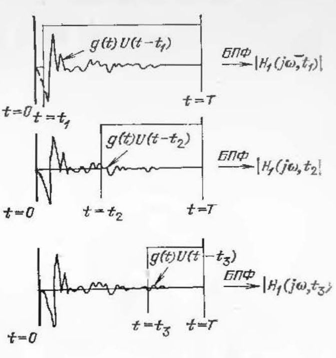


Рис. 1.18. Фуикции $g(t)U(t-\tau)$ в разиые моменты временн

В последнне годы в технике акустических измерений стали использоваться методы построения двумерных функций $W(t, \omega)$, на-

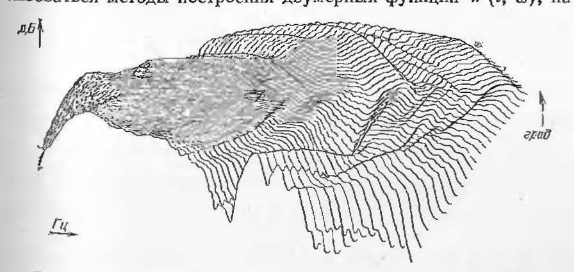


Рис. 1.19. Распределение АЧХ в пространстве для двухполосной АС

зываемых распределением Вигнера [1.29]. Распределение Вигнера $W(t, \omega)$ есть реальная функция частоты и времени, определяемая для сигнала $x(t)$ следующим образом:

$$W_x(t, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega\tau} x(t+\tau/2)\, x^*(t-\tau/2)\, d\tau.$$

Функция $W_x(t, \omega)$ может быть физически интерпретирована как двумерное распределение скалярной потенциальной энергии. Графически распределение Вигнера представляется в виде трехмерного изображения поверхности, форма которой описывает основные свойства сигнала во временной и в частотной областях (рис. 1.20).

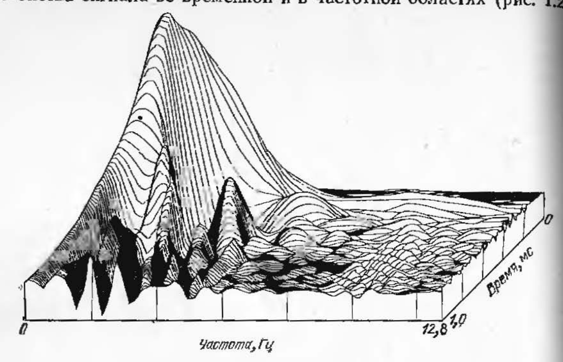


Рис. 1.20. Распределение функции $W(t, \omega)$

Функция $W_x(t, \omega)$ отражает свойство ограниченности сигнала во времени и по частоте, ее локальные моменты нулевого порядка есть мгновенная мощность $|x(t)|^2 = \int_{-\infty}^{\infty} W(t, \omega) d\omega$ и спектральная плотность энергии сигнала $|X(\omega)|^2 = \int_{-\infty}^{\infty} W(t, \omega) dt$; локальные моменты первого порядка соответствуют мгновенной частоте $\nu(t) = 1/2\pi \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\omega W}{|x(t)|^2} d\omega$ и групповой задержке: $\tau_g(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{t\, W}{|X(\omega)|^2} dt$; а глобальные моменты нулевого и первого порядков соответствуют общей энергии сигнала $\|x\|^2 = 1/2\pi \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} W(t, \omega)\, d\omega dt$, усредненной временной задержке $\tau = 1/2\pi \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} \frac{t\, W}{\|X\|^2} dt d\omega$ и усредненной частоте $\nu = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\omega\, W}{\|x\|^2} d\omega dt$. Применение распределения Вигнера к оценке акустических систем и излучателей позволяет получить значительно больше информации о характере искажений сигнала в АС, в частно-

Измеряемые характеристики	Рассчитываемые из них параметры
Амплитудно-частотная характеристика (рис. 1.2)	Диапазон воспроизводимых частот, характеристическая чувствительность, неравномерность
Фазочастотная характеристика (рис. 1.4)	Искажения группового времени задержки (ГВЗ)
Характеристика направленности (рис. 1.12)	Величина отклонения АЧХ, записанных под заданными углами
Частотная характеристика акустической мощности (рис. 1.13)	Неравномерность
Частотная характеристика полного электрического сопротивления (рис. 1.15)	Номинальное значение импеданса, резонансная частота, добротность
Форма осциллограммы переходного процесса (рис. 1.9,*а*)	Декремент колебаний, время затухания, уровень звукового давления в паузе
Частотная характеристика среднего уровня звукового давления в паузе (рис. 1.9,*б*)	
Электрические мощности	Номинальная, паспортная, рабочая, максимальная синусоидальная, кратковременная, долговременная
Максимальный уровень звукового давления	Динамический диапазон
Нелинейные искажения: частотная характеристика суммарного характеристического коэффициента гармоник	Суммарный характеристический коэффициент гармоник
Частотные характеристики коэффициентов гармоник второго и третьего порядков (рис. 1.10)	Коэффициенты гармоник второго и третьего порядка
Частотные характеристики коэффициентов интермодуляционных искажений (рис. 1.11)	Коэффициенты интермодуляционных искажений
Частотная характеристика коэффициента девиации	Коэффициент искажений Доплера
Динамические трехмерные спектры:	
амплитудные «кумулятивные» спектры (рис. 1.17)	Неравномерность огибающей спектра, количество резонансов
фазовые «кумулятивные» спектры	Время затухания на разных частотах
Пространственная структура звукового поля:	
распределение амплитуд в пространстве (рис. 1.19)	Неравномерность распределения звукового поля
Распределение Вигнера (двумерное распределение функции пропорциональной потенциальной энергии звукового сигнала) (рис. 1.20)	Спектральная плотность энергии, мгновенная мощность, мгновенная частота, групповая задержка, общая энергия, усредненная временная задержка, усредненная частота

сти за счет пространственного распределения излучателей, влияния разделительных фильтров и т. д. С другой стороны, по мнению многих авторов [1.30] именно параметры двумерного распределения энергии наилучшим образом коррелируют с субъективно воспринимаемыми пространственными характеристиками звука. Поэтому развитие техники измерений с помощью распределения $W(\omega, t)$ яв-

ляется одним из самых перспективных направлений в акустической метрологии.

Применение цифровой техники позволило создать автоматизированную систему контроля параметров АС [1.31]. Запись параметров АС производится одновременно несколькими микрофонами на расстоянии 1 и 2 м под заданными углами в горизонтальной и вертикальной плоскостях. Все выходные сигналы от микрофона вводятся в мультиплексор, два анализатора гармоник в фазометр. Затем сигналы через АЦП поступают в ЭВМ, обрабатываются, корректируются, записываются в память и через ЦАП подаются на два шестиканальных самописца, где регистрируются одновременно одиннадцать параметров: звуковое давление на оси и под углами на расстоянии 1 и 2 м, вторая и третья гармоники, входное сопротивление, фазовые характеристики и т. д. Разрешающая способность метода 0,1 дБ, частотный диапазон 10 ... $40 \cdot 10^3$ Гц, динамический диапазон 50 дБ, время измерений 15 с.

Таким образом, в настоящее время в технике разработок и производства АС категории Hi—Fi измеряется более двадцати параметров, общий перечень которых дан в табл. 1.3.

Кроме измерений электроакустических характеристик при разработках АС категории Hi—Fi широко используют методы голографической интерферометрии (для измерения колебательных процессов в диффузорах [1.32] и корпусах), а также специальные методики и комплексы аппаратуры для измерения физико-механических параметров различных материалов, применяемых в АС и излучателях [1.33].

Несмотря на значительное увеличение числа нормируемых параметров в АС, улучшение точности и информативности измерений, полного соответствия набора объективных параметров с субъективным восприятием качества звучания АС в настоящее время еще не достигнуто. Поэтому наряду с измерением вышеперечисленных параметров, все АС категории Hi—Fi оцениваются по качеству звучания с помощью специально организованных субъективных экспертиз.

1.7. МЕТОДЫ СУБЪЕКТИВНОЙ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА ЗВУЧАНИЯ АКУСТИЧЕСКИХ СИСТЕМ КАТЕГОРИИ Hi—Fi

От уровня организации субъективных экспертиз, опыта, квалификации и степени подготовленности экспертов, выбора звукового материала, условий прослушивания и т. д. зависит надежность субъективных оценок, сопоставимость их с данными объективных измерений, повторяемость результатов и т. д. В конечном счете эти условия определяют класс выпускаемой той или иной фирмой аппаратуры.

Вопросам правильной организации субъективных прослушиваний и факторам, влияющим на их результаты, посвящено значительное число работ. В результате обобщения многолетнего опыта организации субъективных экспертиз разработаны соответствующие Международные рекомендации [1.34]. Аналогичный отечест-

венный опыт отражен в отраслевом стандарте ОСТ4.202.003 «Субъективная оценка качества звучания. Методы испытаний».

Анализ применяемых методов субъективной оценки качества звучания акустических систем показывает, что по виду применяемого звукового образца, определяемого способом обеспечения звучания реальных программ, принимаемых за эталонные, они могут быть разделены на следующие группы: 1 — сравнение звучания АС со звуком другой акустической системы, принятой за эталонную — «метод парного сравнения», 2 — сравнение звучания АС с изображением звука в памяти эксперта («метод абсолютной оценки качества звучания»), 3 — сравнение звучания АС с «живым» звуком.

Большинство исследовательских центров применяют при прослушивании «метод парного сравнения» как наиболее удобный для технической организации. Этот метод внесен в ОСТ4.202.003 и МЭК 218—13. Фрагменты музыкальных и речевых передач попеременно переключаются на образец и испытуемую АС. Задачей экспертов является оценка испытуемой системы по заданной шкале в сравнении с эталонной. При этом испытуемая АС и образец должны быть закрыты акустически прозрачной ширмой. Для аппаратуры Hi—Fi эталонный образец должен быть предварительно отобран по второму или третьему методу высокопрофессиональными экспертами по критерию максимальной естественности звучания. При этом в соответствии с рекомендациями МЭК [1.34] эксперты должны при парном сравнении иметь в виду бóльшую или мéньшую степень близости к оригинальному звучанию музыки и речи.

Применение «метода абсолютной оценки качества звучания» возможно только при использовании в качестве экспертов специалистов, имеющих большой опыт в области слухового контроля звуковоспроизводящей аппаратуры и постоянную практику прослушивания натуральных звучаний (например, звукорежиссеры, опытные разработчики, музыканты). В таком случае изображение звука в памяти экспертов является достаточно стабильным и позволяет им выявить недостатки прослушиваемой АС по сравнению с натуральным звуком. В этом случае шкала оценок существенно отличается от первого случая и дополняется специальными описательными прилагательными (прозрачный, четкий, звонкий и т. д.), что дает возможность проводить абсолютную оценку качества звучания. Такой метод чрезвычайно полезен в процессе разработки АС.

Сравнение звучания АС с «живым» звуком — самый информативный метод для оценки аппаратуры Hi—Fi, поскольку именно он позволяет наиболее точно оценить степень «естественности» («реализма») звучания АС, что и является целью создания этого вида аппаратуры. Однако организация таких прослушиваний встречает значительные трудности. Подбор программ прослушивания, формирование тестов является одним из важнейших факторов, оказывающим влияние на результаты испытаний. Чаще всего в качестве звукового материала используют музыкальные и речевые

программы, иногда искусственные испытательные сигналы. При подготовке программ для АС категории Hi—Fi выбирают материал с заведомо известными условиями записи, максимально приближенными к условиям концертного зала, без введения дополнительных эффектов. Отрывки программы должны отличаться друг от друга так, чтобы можно было продемонстрировать различные аспекты качества звучания АС.

В рекомендациях МЭК указывается, что в программы должно быть включено не менее пяти отрывков, содержащих выступление симфонического оркестра, играющего фортиссимо, звучание таких инструментов, как рояль, скрипка, виолончель, духовые и струнные, медные и ударные, сольное и хоровое пение, а также речевой отрывок (преимущественно мужской голос). Отрывки, из которых составлена программа, должны быть одинаковой длительности (от 20 до 40 с). Паузы между повторяющимися отрывками должны быть 1—2 с.

Уровни прослушивания программ также оказывают существенное влияние на результаты сравнительной и абсолютной оценки АС. При прослушивании аппаратуры Hi—Fi уровни прослушивания должны быть близки к уровню оригинальной музыки или речи при исполнении в первичном помещении. При прослушивании разнородных по характеру отрывков (сольное пение, ансамбль, оркестр и т. д.) уровни могут быть разными и должны быть установлены предварительными тестовыми прослушиваниями. Учитывая значительное различие в предпочтительных уровнях прослушивания для различных экспертов, в документах МЭК [1.34] рекомендуется проводить прослушивание при нескольких уровнях с градацией 10 дБ. При сравнительной оценке качества звучания необходимо выравнивать уровни громкости с целью минимизации их влияния на результаты испытаний. Выравнивание производится на шумовом сигнале субъективно или с помощью шумомера по кривой *А*.

Подбор и методы тренировки экспертов являются существенным моментом в организации субъективных экспертиз, определяющим достоверность и повторяемость полученных результатов. Выбор экспертов зависит от контингента слушателей, на которых данная аппаратура рассчитана. Поскольку аппаратура Hi—Fi предназначается прежде всего слушателю, имеющему большой и постоянно подкрепляемый опыт прослушивания музыкальных программ в концертных залах, то и контингент экспертов должен выбираться из числа лиц, имеющих дело с «естественным звучанием» (музыкантов, звукорежиссеров, дирижеров, разработчиков с большим стажем прослушивания и т. д.).

Выбор и способ акустической обработки помещения прослушивания способны коренным образом повлиять на результаты субъективной оценки АС. Помещение для прослушивания должно в идеале соответствовать тем жилым помещениям, в которых АС будет использоваться. Однако практически каждое помещение вносит свою окраску в звучание аппаратуры, определяемую структурой

отражений в нем, которая в свою очередь зависит от размеров и формы помещения, распределения звукопоглощающего материала и т. д. Специальные исследования для определения «средних» параметров жилых комнат позволили поставить следующие требования к помещению прослушивания: объем — 50 ... 100 м^3; высота — 2,5 ... 3 м; длина — не менее 6 м, ширина 3,5 м (для «моно»), более 4 м (для «стерео»). Требования к электрическим параметрам включают в себя требования к усилителю мощности, носителям программ (магнитофонам, электрофонам и др.), соединительным проводам, переключателям и др. Для аппаратуры Hi—Fi тракт прослушивания должен состоять из элементов высшего класса качества.

Методы статистической обработки полученных результатов приведены в документах МЭК 581—1 и ОСТ4.020.003.

Многие фирмы имеют крупные центры прослушивания, которые проводят оценку всей акустической аппаратуры, представленной на рынках США, Японии, Франции и т. д.

В отечественной практике конструирования вновь разработанные и выпускаемые АС проходят субъективную экспертизу в соответствии с ОСТ4.202.003 при типовых испытаниях и испытаниях опытных образцов.

2

ГРОМКОГОВОРИТЕЛИ. АНАЛИЗ ИСКАЖЕНИЙ. ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКЦИИ

◆

2.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В подавляющем большинстве акустических систем категории Hi—Fi используют электродинамические диффузорные громкоговорители (остальные виды излучателей: электростатические, электретные, пьезо-пленочные и т. д., — составляют 10 ... 15% от общего выпуска). Динамические диффузорные громкоговорители серийно выпускают давно (конструкция была запатентована в 1926 г.). В течение всего периода их выпуска ведутся интенсивные исследования, направленные на совершенствование их конструкции и улучшение электроакустических характеристик, поскольку громкоговоритель является основным элементом акустической системы, в значительной степени определяющим ее параметры и качество звучания. Сведения по классификации громкоговорителей, их устройству и способам расчета основных элементов изложены в монографиях [2.1; 2.2; 2.3; 2.4; 2.5 и др.]. В данной главе будут проанализированы только результаты исследований физических процессов, методики расчета и проектирования громко-

говорителей, полученные за последние годы в связи с появлением новых требований, определяемых развитием АС категории Hi—Fi.

Основные задачи в технике проектирования высококачественных динамических громкоговорителей, которым уделяется в настоящее время наиболее серьезное внимание, могут быть сформулированы следующим образом:

исследование различных видов искажений и установление их связи с конструктивными и физико-механическими параметрами основных элементов громкоговорителей с помощью голографической интерферометрии, цифровой техники измерений и др.;

разработка машинных методов расчета звуковых полей и построение зависимостей их основных характеристик от параметров громкоговорителей;

синтез специальных материалов и отработка технологии изготовления из них элементов подвижной системы, магнитной цепи и др.;

поиск новых конструктивных решений, направленных на уменьшение линейных и нелинейных искажений, улучшение мощностных характеристик, увеличение динамического диапазона и др.

Кроме анализа результатов, полученных по вышеперечисленным направлениям, в данной главе будут кратко рассмотрены особенности конструкции нединамических (электростатических, пьезопленочных и др.) излучателей, применяемых в АС категории Hi—Fi.

2.2. ИССЛЕДОВАНИЯ ОСНОВНЫХ ВИДОВ ИСКАЖЕНИЙ В ГРОМКОГОВОРИТЕЛЯХ И РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ ИХ РАСЧЕТА

Амплитудно-частотные и фазочастотные искажения

Основные элементы конструкции динамического диффузорного громкоговорителя показаны на рис. 2.1. Их назначение и принцип работы подробно рассмотрены в книгах [2.1] ... [2.5]. Пример АЧХ для громкоговорителя показан на рис. 2.2.

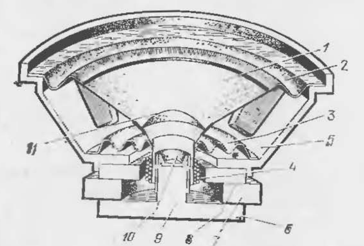


Рис. 2.1. Основные элементы конструкции динамического диффузорного громкоговорителя:

1 — диффузор, 2 — подвес, 3 — шайба, 4 — катушка, 5 — диффузородержатель, 6 — нижний фланец, 7 — магнит, 8 — верхний фланец, 9 — керн, 10 — медный колпачок, 11 — пылезащитный колпачок

Экспериментальные работы по установлению связи между формой АЧХ и структурой колебательных процессов в громкоговорителях начались с момента появления их в массовом производстве. Эти работы являются необходимым этапом для построения зависимостей амплитудно- и фазочастотных искажений громкоговорителей от конструктивных и физико-механических параметров их основных элементов: диффузоров, подвесов, магнитных цепей, звуковых катушек и т. д.

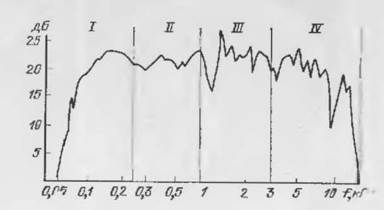


Рис. 2.2. Амплитудно-частотная характеристика широкополосного громкоговорителя

Наибольшую трудность для анализа представляет структура колебательных процессов в подвижных системах громкоговорителей. Именно поэтому изучению этих процессов посвящено наибольшее число исследований. В 30-е годы для визуализации колебаний использовались фигуры Хладни [2.1], получаемые при насыпании порошка на поверхность диффузора. Это позволяло установить расположение узловых линий в области низких частот. Однако данный метод был пригоден только для диффузоров плоской конфигурации и не позволял производить количественные оценки амплитуд смещений. В 50-е годы была разработана методика измерений амплитуд и фаз на поверхности диффузоров с помощью емкостных датчиков [2.6]. Она позволяла измерять распределения амплитуд и фаз на поверхности в области частот до 1...2 кГц, однако техника измерений была чрезвычайно трудоемкой. Развитие голографической интерферометрии [2.7] за последние десятилетия дало возможность получить существенно новые сведения в исследовании колебательных процессов.

Основные результаты могут быть сформулированы следующим образом (рис. 2.3):

в области низких частот (*I*) — от нижней граничной частоты воспроизводимого диапазона до частоты 200 ... 300 Гц (для конусных громкоговорителей средних размеров диаметром $2 \cdot 10^{-1}$ м) — колебания диффузора носят поршневой характер. Здесь основное влияние на форму АЧХ и ФЧХ оказывают параметры гофрированных подвесов, общая упругость и масса диффузора, форма и размер акустического оформления, параметры магнитной цепи;

в области средних частот (*II*) — примерно 300 ... 1000 Гц — на диффузоре формируется волновая картина распределения амплитуд и фаз с радиальными узловыми линиями (рис. 2.3,*а*). Появление симметричных радиальных коле-

баний несколько снижает уровень звукового давления в этой области, однако не меняет форму АЧХ, так как в силу их симметричности они компенсируют друг друга на оси. Однако при нарушении однородности изготовления диффузоров, перекосов при сборке, их симметричность нарушается, неравномерность амплитудно-частотной характеристики, измеренной на оси и при смещении микрофона от оси громкоговорителя, может при этом значительно возрасти. В

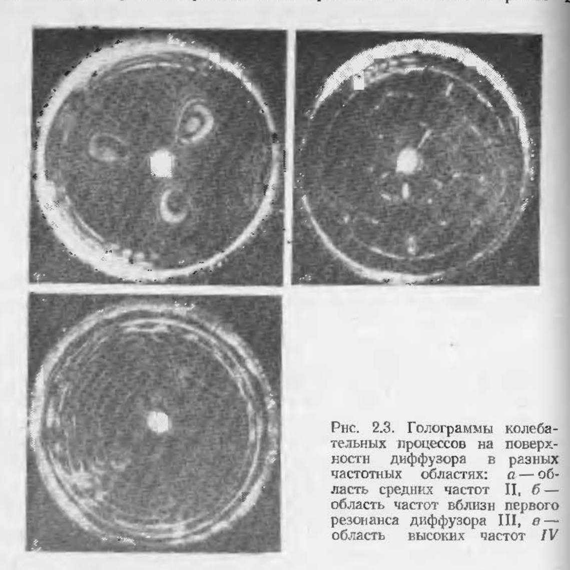


Рис. 2.3. Голограммы колебательных процессов на поверхности диффузора в разных частотных областях: *а* — область средних частот II, *б* — область частот вблизи первого резонанса диффузора III, *в* — область высоких частот *IV*

целом этот вид колебаний носит паразитный характер и для борьбы с ним используют различные методы повышения жесткости диффузора, особенно в окружном направлении (например, за счет направленной укладки бумажных волокон при отливке, нанесения кольцевых ребер жесткости, применения анизотропных материалов и т. п.). Все эти меры позволяют уменьшить амплитуды радиальных колебаний и тем самым расширить область поршневого действия диффузора;

в области средних частот (*III*) — примерно 1 ... 1,5 кГц — на диффузоре формируется первый резонанс осесимметричных колебаний с одной узловой окружностью (рис. 2.3,б). При этом колебания с радиальными узловыми линиями концентрируются на внешнем крае диффузора, а узловая окружность располагается примерно на расстоянии одной трети вдоль образующей от подвеса. В этой области частот для многих конструкций громкоговорителей ха-

рактерно появление на АЧХ пика-провала (см. рис. 2.2). Это явление впервые было описано в работе [2.6]. Причина его появления состоит в том, что первый резонанс осесимметричных колебаний диффузора совпадает со вторым резонансом подвеса. Если они складываются в фазе, на АЧХ появляется пик, в противофазе — провал. Для уменьшения неравномерности АЧХ в этой области частот применяют различные конструктивные и технологические меры: выбор специальных конфигураций подвеса (например, тангенциальной формы, обеспечивающей сдвиг второй резонансной частоты в область более высоких частот), нанесение смазок и пропиток на подвес (для демпфирования резонансных колебаний) и т. д.;

в области высоких частот (IV) — от 1,5 кГц и выше — по мере повышения частоты резонансы с радиальными узловыми линиями все больше смещаются к подвесу, амплитуда их уменьшается и, начиная примерно с 2000 Гц, эти резонансы практически перестают играть существенную роль, основное влияние оказывают резонансы с окружными узловыми линиями (рис. 2.3,*в*). При переходе от одной резонансной частоты к другой (в воспроизводимом диапазоне обычно оказывается 10 ... 13 резонансных частот диффузора) волновая картина на поверхности видоизменяется; по мере повышения частоты расстояние между узловыми линиями сокращается, число окружных узловых линий увеличивается, пока не возрастает настолько, что число противофазно колеблющихся участков диффузора статистически выравнивается и уровень излучения падает.

Аналогичная картина стоячих волн устанавливается внутри воспроизводимого диапазона и на диффузорах куполообразной формы.

При проектировании громкоговорителей основные усилия разработчиков состоят в поисках конструкторских и технологических решений, направленных на увеличение жесткости (модуля упругости — E), снижение плотности (ρ) и увеличение потерь (η) в подвижной системе с тем, чтобы сдвинуть резонансные частоты в более высокочастотную область (т. е. продлить поршневой характер колебаний диффузора) и уменьшить амплитуды колебаний на них. Следует отметить, что несмотря на значительный прогресс, достигнутый в этом направлении за последние годы, практически не существует конструкций громкоговорителей, в которых был бы обеспечен поршневой характер колебаний во всем воспроизводимом диапазоне частот.

Теоретические исследования колебательных процессов в диффузорах различных конфигураций и создаваемых ими звуковых полей стали наиболее активны в связи с развитием численных методов решения дифракционных задач и внедрением ЭВМ с большим быстродействием.

До настоящего времени основным способом расчета параметров громкоговорителей был метод электромеханических аналогий, который позволяет дать физически наглядную картину работы громкоговорителя в области его поршневого действия, т. е. в той области частот, где замена громкоговорителя системой с сосредоточенными параметрами дает удовлетворительные результаты. Подробное описание этого метода дано в [2.3]. Несмотря на много-

летний период развития метода электромеханических аналогий применительно к расчету громкоговорителей, единого системного расчета в рамках этого метода не создано. Только в последние годы применение результатов, полученных в теории цепей по оптимизационным машинным методам, к анализу эквивалентных схем громкоговорителей в оформлении позволило подойти к системному проектированию всех его элементов в области поршневого действия (подробнее этот вопрос рассмотрим в гл. 4).

Переход к анализу работы громкоговорителя за пределами поршневого действия встречает значительные трудности и сводится к последовательному решению на ЭВМ следующих трех основных задач.

I. Расчет звукового поля по заданному распределению смещения на поверхности диффузора и акустического оформления.

Геометрия расчетной модели громкоговорителя в оформлении показана на рис. 2.4. Прямоугольный корпус с размерами l_1, l_2, l_3 имеет в боковой грани $S_к$ отверстие радиуса a, край которого сопрягается с оболочкой вращения со сложной составной поверхностью $S_г$, моделирующей подвижную систему громкоговорителя. Поверхность корпуса $S_к$ делит пространство на две области: внутреннюю V_1 и внешнюю V_0.

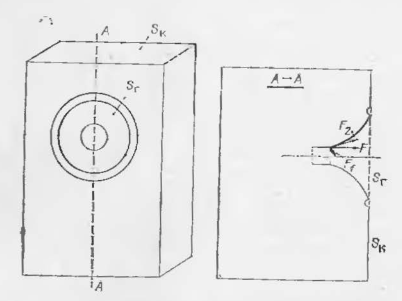


Рис. 2.4. Геометрия модели громкоговорителя в оформлении для расчета звукового поля

Задача расчета звукового поля может быть сведена к решению системы уравнений, состоящей из:

1) уравнения Гельмгольца:

$$\Delta \varphi^{\pm} + \kappa^2 \varphi^{\pm} = 0, \qquad (2.1)$$

где $\kappa = \omega / c$ — волновое число, ω — частота, c — скорость звука; $\varphi^{\pm}$ — потенциал, связанный со звуковым давлением следующим образом: $p^{\pm} = \partial \varphi^{\pm} / \partial n$ (знак «+» относится к внешней области V_0, знак «—» к внутренней V_1);

2) граничных условий:

$$\left.\begin{array}{l}\text{на поверхности диафрагмы } S_г: \partial\varphi^{\pm}/\partial n = \pm j\omega u^*, \\ \text{на поверхности корпуса } S_к: \partial\varphi^{\pm}/\partial n = \pm j\omega w^i,\end{array}\right\} \quad (2.2)$$

(w^i — смещение на стенке корпуса, u^* — смещение точек поверхности диффузора);

3) условий излучения.

$$\partial\varphi^{+}/\partial r - \mathrm{i}\,k\,\varphi^{+} = 0\,(1/r), \quad r \to \infty, \quad (2.3)$$

где r — расстояние от излучающей поверхности.

II. Расчет распределения смещений на стенках корпуса w_i и на поверхности диффузора (u^*) как функции их конструктивных и физико-механических параметров и вынуждающей силы F_i.

Уравнения, описывающие колебания стенок корпуса (в случае, если стенки корпуса изготовлены из ортотропного (неоднородного) материала, например, фанеры), имеют вид:

$$\partial^2 w^i/\partial t^2 + 1/\rho\,h\,(\tilde{D}_1^i\,\partial^4 w^i/\partial x^4 + 2D_3'\,\partial^4 w^i/\partial x^2\,\partial y^2 + D_2\,\partial^4 w^i/\partial y^4 = $$
$$= 1/\rho\,h\,(p^{+} - p^{-}), \quad (2.4)$$

где w^i — смещение стенок корпуса; ρ — плотность;

h — толщина; D_1, D_2, D_3 — коэффициенты изгибной жесткости [2.8].

Уравнения, описывающие колебания подвижной системы громкоговорителя, могут быть представлены в виде:

$$\left.\begin{array}{l}\sum\limits_{k=1}^{3} \eta\,L_{jk}\,u_k^* + \rho_0\,h\,A_1\,A_2\,\partial^2 u_j^*/\partial t^2 = F_j \quad j = 1,2 \\ \sum\limits_{i=1}^{3} \eta\,L_{3k}\,u_k^* + \rho_0\,h A_1\,A_2\,\partial^2 u_3^*/\partial t^2 = F_3 - (p^{+} - p^{-}),\end{array}\right\} \quad (2.5)$$

где u^*_1, u^*_2, u^*_3 — составляющие вектора смещений поверхности диафрагмы; F_1, F_2, F_3 — составляющие вынуждающей силы; $p^{+} - p^{-}$ — разность давлений во внешней и внутренней области; η — коэффициент потерь; ρ — плотность; h — толщина диффузора; A_1, A_2 — параметры Ляме, характеризующие геометрию оболочки $S_к$; L_{ik} — оператор теории тонких оболочек [2.9].

III. Расчет механической вынуждающей силы, действующей на подвижную систему громкоговорителя, которая зависит от параметров звуковой катушки и магнитной цепи.

Решение этой задачи будет рассмотрено далее (см. «Нелинейные искажения»).

Для численного анализа пространственного звукового поля, создаваемого громкоговорителем, необходимо совместное решение полной системы уравнений (2.1) ... (2.5), что представляет значительные математические и вычислительные трудности. Поэтому на протяжении ряда лет в литературе исследуются различные упрощенные модели этой задачи [2.10, 2.11]. В отечественной прак-

тике проектирования громкоговорителей используют модель машинного расчета звукового поля [2.12], в которой подвижная система громкоговорителя рассматривается как система сопряженных оболочек вращения с различной геометрией образующих (плоской, купольной, конической, гофрированной и т. д.) и различными законами изменения физико-механических параметров вдоль образующей (см. рис. 2.4). Для любой системы сопряженных оболочек решается полная система уравнений (2.5) с учетом геометрических и кинематических граничных условий, позволяющих ввести на каждой линии сопряжения скачки непрерывности образующей, наличие упругих защемлений, сосредоточенных масс и т. д. С помощью разработанного в [2.12] комплекса программ последовательно вычисляются спектр собственных частот, спектр собственных форм и составляющих вектора смещений u^*. Результат расчета для громкоговорителя с конусной диафрагмой и тороидальным подвесом дан на рис. 2.5. По полученным значениям u^* вычисляется звуковое давление в дальнем поле по формуле Кирхгофа [2.10], что является первым приближением к решению задачи. Следующим этапом в развитии этих работ является построение расчетных моделей внешних и внутренних звуковых полей для прямоугольных оформлений, т. е. полного решения задачи (2.1) ... (2.3). Некоторые результаты в решении этих задач получены в работах [2.13] ... [2.15]. Результат расчета АЧХ с учетом влияния оформления показан на рис. 2.6.

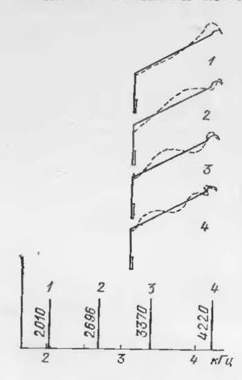
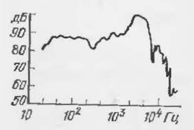


Рис. 2.5. Спектр собственных частот и собственных форм колебаний для низкочастотного громкоговорителя



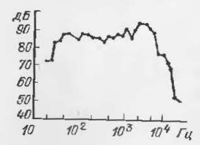


Рис. 2.6. Амплитудно-частотная характеристика громкоговорителя: *а* — измеренная, *б* — рассчитанная

Переходные искажения

Уровень переходных искажений, возникающих в АС, в значительной степени зависит от конструктивных и физико-механических параметров используемых в ней громкоговорителей. Результаты анализа переходных процессов, возникающих в громкогово-

Продолжение параграфа 2.2 в следующем файле ------>

рителях различных конструкций [2.18], позволяют выявить в них следующие характерные особенности: в области низких частот форма переходного процесса определяется основной резонансной частотой громкоговорителя f_0, так как при возбуждении на любой частоте внутри диапазона примерно $f_0 ... 10 f_0$ спад колебаний происходит с частотой f_0. Параметры переходного процесса (декремент колебаний Δ, время затухания τ) зависят в этой области частот прежде всего от упругих характеристик подвесов, параметров магнитной цепи, от характера изменения индуктивности катушки при больших смещениях. Поэтому для уменьшения времени затухания и уровня переходных искажений на низких частотах применяют различные методы механического демпфирования в подвесах (смазки, пропитки, спецматериалы и т. д.), стабилизации индуктивности звуковой катушки (короткозамкнутые колпачки на керне, увеличение высоты керна и т. д.), увеличения электромагнитного демпфирования и т. д.

В области средних и высоких частот характер переходного процесса определяется структурой резонансов подвижной системы: на частотах пиков АЧХ, обычно совпадающих с резонансными частотами диффузора, переходный процесс носит близкий к экспоненциальному характер. На провалах АЧХ переходный процесс имеет характер биений и происходит с частотами ближайших пиков. Измерения декремента колебания Δ и времени спада τ на резонансных частотах позволили построить их зависимость от частоты, формы образующей, распределения толщины и плотности на диффузоре и т. д. Результаты измерений показывают, что для громкоговорителей с диафрагмами из обычных материалов (различных сортов целлюлозы) (рис. 2.7), в области низких частот τ равно примерно 10 мс, в области высоких — приблизительно 1 мс [2.16], что существенно выше субъективных порогов его восприятия (гл. 1).

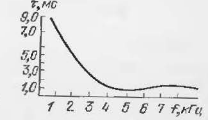


Рис. 2.7. Зависимость времени спада τ от частоты

Наряду с экспериментальными исследованиями разрабатывают численные методы анализа переходных процессов. Для расчета переходных искажений в области низких частот используют методы электромеханических аналогий [2.3]. Для расчета во всем воспроизводимом диапазоне частот применяют методику расчета собственных и вынужденных колебаний диафрагм на ЭВМ, изложенную в начале параграфа. Отличия заключаются в том, что в системе уравнений (2.5) правая часть полагается равной нулю, а

граничные условия дополняются неоднородными начальными условиями:

$$u(\alpha, t_0) = \exp(-j\omega t_0) u^*(\alpha), \quad \partial u/\partial t = -i\omega \exp(-j\omega t_0) u^*(\alpha), \tag{2.6}$$

$u^*(\alpha)\exp(-j\omega t)$ — решение задачи вынужденных колебаний, полученное выше, т. е. установившиеся колебания диафрагмы под действием синусоидальной вынуждающей силы принимаются в качестве начальных условий для последующего расчета свободных затухающих колебаний. Решение задачи (2.5) ... (2.6) выполняют методом конечных элементов (МКЭ) на ЭВМ [2.16]. Разработанные программы позволяют рассчитывать форму переходного процесса по звуковому давлению и по смещению, а также зависимость параметров переходного процесса τ, Δ от конструктивных и физико-механических параметров диафрагм. Результаты расчетов показывают, что наиболее эффективными средствами снижения уровней переходных процессов в области средних и высоких частот является увеличение демпфирования в диффузорах (вибропоглощающие покрытия, спецматериалы, пропитки и т. д.) или увеличение жесткости (выбор формы образующей, распределения толщины, плотности и т. д.). Все эти меры позволили в разработанных за последние годы громкоговорителях с применением новых синтетических материалов добиться значительного снижения уровня переходных процессов.

Искажения динамического диапазона

Как уже было отмечено в гл. 1, одним из главных требований к АС категории Hi—Fi является неискаженная передача динамического диапазона. Для излучателей, используемых в таких АС, это условие выражается в требовании к конструктивной способности громкоговорителей выдерживать подводимые электрические мощности до 100 ... 200 Вт и обеспечивать большие амплитуды смещений на низких частотах без механических и тепловых повреждений.

Большие амплитуды смещения в современных высококачественных громкоговорителях достигаются специальными конструктивными мерами: выбором конфигурации подвесов, магнитных цепей, звуковых катушек и т. д. Подробнее эти вопросы будут проанализированы в § 2.3. Здесь же рассмотрена способность громкоговорителей выдерживать большие электрические мощности.

Поскольку КПД современных динамических громкоговорителей составляет примерно 1%, то бо́льшая часть подводимой мощности рассеивается в виде тепла в звуковых катушках. При мощности АС 100 ... 200 Вт температура нагрева звуковых катушек достигает 150 ... 200° [2.17]. Столь высокое значение температуры нагрева является источником нежелательных явлений (разрушения звуковых катушек за счет сползания витков, обгорания каркасов и т. д.), ограничивающих воспроизводимый динамический ди-

апазон и приводящих к выходу из строя громкоговорителей. Кроме того, при высокой температуре нагрева происходит изменение активного сопротивления звуковых катушек в 1,5 ... 2 раза по отношению к номинальному. Подобное возрастание активного сопротивления приводит к ухудшению качества звучания громкоговорителей при больших уровнях сигнала за счет рассогласования их параметров с фильтрами, изменения формы АЧХ и т. д. [2.13].

Увеличение среднего уровня и времени прослушивания музыкальных программ, изменение их характера (в частности, за счет применения электронных музыкальных инструментов), использование серийно выпускаемых усилителей большой мощности 50 ... ... 100 Вт и т. д. в последнее время привело к появлению высоких пиковых уровней (до 120 ... 128 дБ) и расширению спектра в область высоких частот. Поэтому изучению процессов теплообмена в громкоговорителях для АС категории Hi—Fi уделяется серьезное внимание [2.18] ... [2.20]. С этой целью разработаны специальные измерительные устройства, позволяющие записывать температуру звуковых катушек в динамическом режиме работы громкоговорителя как непрерывную функцию частоты, времени, подводимой мощности. С помощью таких устройств проанализирован процесс изменения температуры при работе громкоговорителей на реальном музыкальном сигнале, исследован режим установления температуры до стационарного уровня, построена зависимость процессов теплообмена в громкоговорителях от мощности, диаметра звуковой катушки, конструкции магнитной цепи, материала каркасов, и т. д. В результате установлены тепловые постоянные времени* для громкоговорителей разного назначения (например, для низкочастотного громкоговорителя 100ГД-1 $\tau_0=18$ с, среднечастотного 30ГД-8 $\tau_0=8$ с, высокочастотного громкоговорителя 10ГД-43 $\tau_0=2$ с). Экспериментальные исследования на большом числе громкоговорителей [2.19] позволили построить приближенные зависимости подводимой мощности $P_{ном}$ от диаметра звуковой катушки (при допустимом уровне теплового нагрева) (табл. 2.1).

Таблица 2.1

d, мм	$P_{ном}$, Вт	d, мм	$P_{ном}$, Вт	d, мм	$P_{ном}$, Вт
14	5—15*	25	15—35*	43,75	85*
15,6	6	31,25	20—40*	50,0	100*
18,75	8—25*	37,5	75*	75,0	150*
21,8	10				

Примечание. Значения, отмеченные *, допускаются при условии применения специальных мер по увеличению термостойкости катушек.

* Под тепловой постоянной понимается время, за которое температура нагрева звуковой катушки достигнет значения $T(\tau_0)=0{,}63\ T_{max}$, где T_{max} — максимальная температура нагрева.

Распределение температур на различных участках звуковой катушки и магнитной цепи было изучено в работе [2.17] с помощью специального измерительного громкоговорителя со встроенными термопарами. Измерения показали существенную неравномерность распределения температуры как по поверхности звуковой катушки, так и по ее толщине: так, температура между слоями намотки оказалась на 30% выше, чем на ее поверхности, участки звуковой катушки, находящиеся в статическом режиме, выше зазора магнитной цепи нагреваются примерно на 30% больше, чем в зазоре, а ниже — на 10% (см. рис. 2.1). Кроме того, было изучено влияние на распределение температуры различных конструктивных параметров магнитной цепи (конфигурации керна, фланцев и т. д.). Эти данные позволили приступить к созданию физической модели теплообмена в узле «звуковая катушка + магнитная цепь» в различных частотных диапазонах.

Теория расчета тепловых процессов в громкоговорителях начала развиваться сравнительно недавно. Приближенная формула для расчета теплового сопротивления R_T (которое определяется как $R_T = T/W_{эл}$, T — температура, $W_{эл}$ — подводимая электрическая мощность) приведена в [2.20]:

$$R_T = 1{,}3\,A^{0{,}463}\,B^{0{,}24}\,D_k^{-1{,}15}\,h^{-0{,}734}\,H^l, \qquad (2.7)$$

где $l = 0{,}46/\exp[(h - 1{,}7\cdot10^{-3})/3\cdot10^{-3}+1]$; A — зазор между катушкой и верхним фланцем; B — зазор между катушкой и керном; $D_к$ — диаметр катушки, h — высота зазора; $h_к$ — высота намотки катушки; $H = h/h_к$.

Для нахождения температурных полей в громкоговорителях необходимо решение уравнения теплопроводности:

$$c\rho\,\partial T/\partial\tau = \lambda\nabla^2 T + W \qquad (2.8)$$

(где λ — коэффициент теплопроводности, c — удельная теплоемкость, W — удельная мощность источника тепла, ρ — плотность) в геометрически сложных областях, описывающих конфигурацию магнитной цепи громкоговорителя (рис. 2.1). Для решения таких задач используют различные численные методы.

В процессе разработки громкоговорителей ведутся поиски различных способов повышения термостойкости их основных элементов [2.19]: за счет использования термостойких материалов для каркасов звуковых катушек (полиимидной пленки, материалов типа Nomex, алюминиевой фольги и т. д.); специальных клеев и покрытий для проводов; увеличения теплоотвода от звуковой катушки и керна (тепловые трубки, радиаторы, магнитные жидкости и т. д.). Все эти способы привели к появлению новых мощных громкоговорителей, выдерживающих тепловые перегрузки до 150 ... 200°, что позволяет воспроизводить через них музыкальные программы с пиковыми уровнями до 115 ... 125 дБ.

Нелинейные искажения

В современных АС достигнуты нелинейные искажения в области частот до 1 кГц порядка 1%, в области частот выше 1 кГц примерно 0,5%. Естественно, что обеспечение таких нелинейных искажений потребовало детального исследования причин их возникновения, прежде всего в громкоговорителях (которые и являются основным их источником в АС).

Основные виды нелинейных искажений, возникающие в громкоговорителях, могут быть классифицированы следующим образом [2.21]: 1) гармонические низших порядков (второго, третьего); 2) субгармонические и комбинационные субгармонические; 3) гармонические высших порядков; 4) интермодуляционные и частотно-модулированные (за счет эффекта Доплера).

$f_0/2$ f_0 $2f_0$ $3f_0$ nf_0
III I II IV

Рис. 2.8. Суммарный спектр нелинейных искажений

Суммарный спектр искаженного сигнала для динамического громкоговорителя при возбуждении его синусоидальным сигналом может иметь вид, представленный на рис. 2.8.

Основными причинами возникновения всех видов искажений являются нелинейные колебательные процессы в элементах подвижной системы (подвесах, диафрагмах, шайбах, колпачках и т. д.) и в узле «звуковая катушка — магнитная цепь». Остановимся сначала на причинах возникновения и методах расчета вышеперечисленных видов нелинейных искажений в элементах подвижной системы громкоговорителя.

Гармонические искажения второго-третьего порядков измеряют по методике ГОСТ 16122—78 и оценивают с помощью коэффициентов $к_2$ и $к_3$ (гл. 1). Основной причиной искажений этого типа является нелинейность упругих характеристик подвижной системы (инерционная и диссипативная нелинейность играют существенно меньшую роль). Получить точное решение нелинейной задачи для оболочек такой сложной конфигурации, как подвижная система, пока не удается даже численными методами из-за недостаточности быстродействия и объема памяти современных ЭВМ. Однако гармонические искажения в громкоговорителях особенно велики в области его основного резонанса, где задача расчета этих искажений существенно упрощается: так как колебания диффузора носят поршневой характер, общая нелинейность определяется только нелинейностью упругих характеристик его подвесов и шайб. Результаты расчета на ЭВМ для различных конструкций громкоговорителей [2.22], а также многочисленные исследования нелинейных характеристик гофрированных оболочек различных конфигураций [2.23] позволили установить влияние конструктивных и фи-

зико-механических параметров подвесов на характер и уровень нелинейных искажений громкоговорителей в области низких частот. Стремление снизить этот уровень и заставляет постоянно совершенствовать технологию изготовления и конструкции гофрированных подвесов и шайб.

В области средних и высоких частот основное влияние на уровень искажений оказывают упругие характеристики диффузоров. Экспериментальные исследования показали, что конструктивные меры, направленные на увеличение их жесткости и плотности (увеличение кривизны образующей, выбор оптимального закона распределения толщины вдоль образующей, применение ребер жесткости и т. д.) приводят к снижению уровня нелинейных искажений в этой области частот.

Субгармонические искажения возникают в основном из-за параметрических колебаний диафрагмы (или «потери динамической устойчивости» [2.25]). Как уже было показано, диффузор громкоговорителя представляет собой тонкую упругую оболочку вращения, на которую действует вынуждающая сила со стороны звуковой катушки, направленная вдоль оси (см. рис. 2.4). Если разложить эту силу на две составляющие: поперечную, направленную перпендикулярно к образующей диффузора, и продольную,— то поперечная составляющая вынуждающей силы вызывает изгибные колебания в диафрагме с частотой f_0, а продольная составляющая приводит к периодическому сжатию — растяжению вдоль образующей. При определенном значении продольной составляющей вынуждающей силы, называемой «критической», и значении ее частоты $f_{кр}$ (примерно равной удвоенной резонансной частоте диффузора) происходит явление «потери динамической устойчивости», что приводит к появлению изгибных колебаний с частотой $(1/n)f_0$. Осциллограмма такого параметрического колебания показана на рис. 2.9,*а*. Из нее видно, что на колебания основного тона с частотой f_0 накладываются колебания с частотой $f_0/2$ (что на слух воспринимается как «призвук»). Для громкоговорителей, применяемых в аппаратуре Hi—Fi, уменьшение «призвуков» чрезвычайно актуально. Теоретическое и экспериментальное исследование параметрических колебаний диафрагм громкоговорителей выполнено в работах [2.24], [2.25].

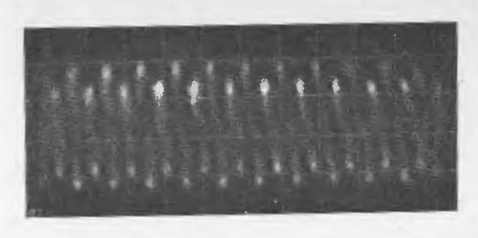
Для каждой оболочки теоретически возможно существование нескольких областей «потери динамической устойчивости», однако экспериментальные исследования [2.25] на большом числе громкоговорителей показали, что наибольшую вероятность появления слышимых призвуков имеет первая частотная область потери динамической устойчивости, которая приближенно определяется как

$$\theta = 2\omega_{рез}\sqrt{1 \pm \varepsilon},$$

где $\omega_{рез}$ — первая резонансная частота диафрагмы, $\varepsilon = 0{,}5F_2/F_{2\,кр}$, F_2 — продольная составляющая вынуждающей силы, $F_{2\,кр}$ — характерная для данного вида диафрагмы «критическая» нагрузка

(определяется ее конструктивными и физико-механическими параметрами).

С увеличением приложенной нагрузки ширина области динамической неустойчивости возрастает, при подходе к частотной границе области происходит интенсивное нарастание амплитуды параметрических колебаний и затем резкий срыв (рис. 2.9,*б*). При



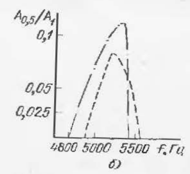


Рис. 2.9. Осциллограмма параметрических колебаний (*а*) и зависимость амплитуды параметрических колебаний от частоты (*б*)

дальнейшем увеличении подводимого к громкоговорителю напряжения может наступить режим биений, что в частотной области соответствует появлению боковых полос вокруг основной частоты и субгармонических составляющих (рис. 2.8). Такой вид колебаний субъективно воспринимается как «дребезг». Для повышения уровня критических нагрузок, а следовательно, и снижения вероятности появления параметрических колебаний при больших мощностях, принимают специальные конструктивные меры, направленные на повышение жесткости диафрагмы и сдвиг спектра ее резонансных частот в высокочастотную область, а также различные методы увеличения демпфирования в подвесах и диффузорах.

Гармонические искажения высоких порядков (nf_0) — при возбуждении громкоговорителя тональным сигналом в излучаемом спектре могут присутствовать гармоники высших порядков ($n=5$) (рис. 2.8). Как уже отмечалось, чувствительность слуха к гармоникам высших порядков в несколько раз больше, чем к гармоникам низших ($n=2$, 3), поэтому присутствие гармоник с $n \geqslant 5$, даже с небольшим уровнем, воспринимается как «помеха». Если уровни этих гармоник не убывают с возрастанием их номера, то

субъективно это воспринимается как «дребезг» (что служит причиной забракования громкоговорителей в соответствии с ГОСТ 16122—78). Основной причиной его появления служат механические дефекты при сборке и изготовлении деталей. Спектр громкоговорителя при наличии дребезга показан на рис. 2.8. Этот вид искажений с трудом поддается аналитическому описанию, однако экспериментальные исследования позволили разработать объективные методы распознавания дребезга [2.26].

Интермодуляционные и частотно-модулированные (эффект Доплера) искажения отдельных громкоговорителей оценивают обычно по методике, описанной в гл. 1. Все конструктивные и технологические меры, направленные на повышение жесткости или демпфирования в подвижных системах, приводят также и к снижению интермодуляционных искажений, так как причиной их появления служит та же амплитудная нелинейность упругих характеристик подвижных систем, что и для других видов искажений.

Частотно-модулированные искажения (ЧМ) в излучателях, обусловленные эффектом Доплера, могут достигать значительных уровней для широкополосных громкоговорителей с большой амплитудой смещения на нижних частотах, что можно оценить по формуле, полученной в работе [2.27]:

$$DF = 0{,}033\, w_1 f_2,$$

где w_1 — смещение диафрагмы на модулирующей (низкой) частоте; f_2 — модулируемая (высокая) частота, DF — корень квадратный из отношения мощности боковых полос в спектре ЧМ колебания к общей мощности излучаемого сигнала на частоте f_2.

Однако, как было показано, спектр комбинационных составляющих, возникающих за счет эффекта Доплера, практически совпадает со спектром интермодуляционных искажений. Поэтому для оценки искажений Доплера в громкоговорителях также используется методика измерений относительной частотной девиации. Основные меры снижения этого вида искажений состоят в использовании громкоговорителей в АС в ограниченном диапазоне частот, снижении амплитуд смещения на частоте основного резонанса, использовании НЧ, СЧ и ВЧ головок в изолированных корпусах и т. д.

Все вышеперечисленные виды нелинейных искажений обусловливаются нелинейностью колебательных процессов в подвижной системе громкоговорителя. Однако в громкоговорителях имеется еще один узел: «звуковая катушка — магнитная цепь», который также является источником нелинейных искажений, возникающих в процессе электромеханического преобразования энергии. Как известно, механическая сила F, действующая на подвижную систему со стороны звуковой катушки, связана с током I, протекающим через нее, следующим соотношением:

$$F = BlI,$$

где B — индукция в зазоре магнитной цепи, l — длина проводника, I — сила тока в звуковой катушке.

Связь силы тока с приложенным к громкоговорителю напряжением U описывается следующим дифференциальным уравнением:

$$U = RI + LdI/dt + Bldw/dt,$$

где R — сумма активных сопротивлений катушки и выходного сопротивления усилителя; L — индуктивность звуковой катушки; w — смещение звуковой катушки.

Нелинейные искажения, возникающие в процессе электромеханического преобразования в громкоговорителях, определяются нелинейной зависимостью силы F от приложенного электрического напряжения U. Характер этой зависимости определяется следующими основными причинами: результаты измерения индукции B в магнитной цепи показывают, что она распределена в зазоре неравномерно и несимметрично (рис. 2.10). При смещении звуковой катушки вверх и вниз меняется плотность магнитного потока и соответственно величина F оказывается нелинейной функцией смещения. Влияние неравномерности и несимметричности распределения B на нелинейные искажения в громкоговорителях с различной степенью приближения рассматривалось в ряде работ [2.30]. Однако только за последние годы начали создаваться методики численного расчета на ЭВМ распределения магнитных полей в различных конструкциях магнитных цепей и обусловленных этим нелинейных искажений. Такие методики дают возможность рассчитать влияние конфигурации магнитной цепи на распределение магнитной индукции B в ней и оценить коэффициент нелинейных искажений (КНИ), обусловленных этим распределением. Расчеты показывают, что несимметричность распределения B в зазоре влияет на величину второй гармоники, а неоднородность — третьей. С целью симметризации распределения B в зазоре в современных конструкциях громкоговорителей используют специальные конфигурации кернов и фланцев (рис. 2.11), принимают меры по оптимизации высоты намотки звуковых катушек и т. д. В низкочастотных громкоговорителях обычно используют высоту намотки $h_к$, примерно в 2 ... 3 раза превышающую высоту зазора, что также позволяет уменьшить КНИ, обусловленный несимметричностью и неоднородностью распределения B.

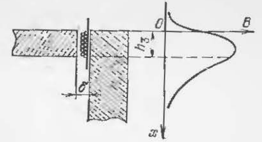


Рис. 2.10. Распределение индукции в зазоре

Следующей причиной нелинейных искажений служит переменный магнитный поток, который возникает при подведении к катушке переменного напряжения. Как показали расчеты переменного потока, выполненные численными методами в работе [2.28],

основная часть его распределяется в близлежащих к катушке частях центрального полюсного наконечника и верхнего фланца. Как известно, нелинейные искажения возникают из-за того, что при воздействии переменным магнитным потоком на намагниченный постоянным полем ферромагнитный материал, магнитное состояние этого материала изменяется не по основной кривой намагничивания *1* на рис. 2.12, а по частной петле гистерезиса *2* на

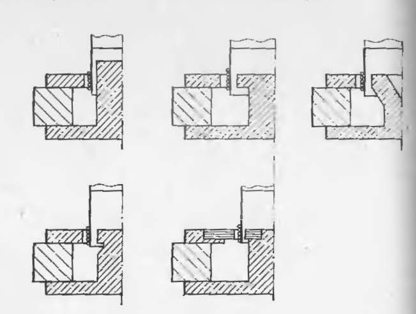


Рис. 2.11. Варианты конструкции магнитных цепей

том же рисунке, при этом напряженность переменного магнитного поля, а следовательно и ток, протекающий через звуковую катушку, приобретают искаженную форму. Кроме того, существенное влияние на возникновение искажений оказывает неустойчивость пространственного положения контура вихревых токов в керне, возникающих за счет переменного поля. Влияние переменного магнитного потока на общий уровень нелинейных искажений исследовалось в работе [2.29]. В общую нелинейную зависимость силы тока от напряжения, выраженную уравнением (2.8), свой вклад вносит и зависимость индуктивности L от смещения катушки: в один полупериод колебаний звуковая катушка «надвигается» на керн (индуктивность растет), в другой — выходит за его пределы (индуктивность падает). Для мощных низкочастотных громкоговорителей, где амплитуда смещения может достигать 10...15 мм, влияние этой зависимости на общий уровень нелинейных искажений может быть довольно значительным. Кроме влияния на линейные искажения, в первую очередь на интермо-

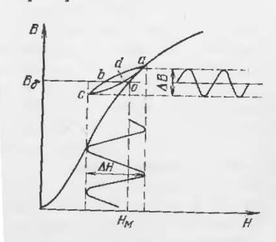


Рис. 2.12. Форма зависимости B (H) при наличии переменного магнитного потока

дуляционные, за счет изменения L увеличиваются и переходные искажения, так как скорость нарастания импульса в крайнем нижнем положении и в крайнем верхнем отличается более чем в 2 раза [2.30].

В мощных громкоговорителях сопротивление R (первый член в уравнении (2.8)) также может увеличивать нелинейные искажения, так как при больших мощностях происходит значительное повышение температуры звуковой катушки и сопротивление R растет, как функция тока.

Еще одной причиной, вызывающей нелинейные искажения, служит сила притяжения, возникающая между звуковой катушкой и магнитопроводом. Как показано в работе [2.30], эта сила $F_1=1/4I^2(dL/dw)(1+\cos 2\omega t)$ вызывает появление второй гармоники в спектре вынуждающей силы F. Все эти искажения и определяют характер нелинейной зависимости механической силы от приложенного напряжения.

Для уменьшения этих видов искажений используются различные конструктивные меры, направленные на увеличение сопротивления магнитному потоку на участках магнитопровода, прилегающих к катушке, для чего применяются слоистые полюсные вставки из различных материалов типа электротехнической кремнистой стали и др. Наиболее распространенным способом является применение индуктивно связанных с катушкой короткозамкнутых витков. В них создается противо-ЭДС, магнитный поток которой направлен противоположно вызвавшему ее переменному потоку катушки. Обычно используют медные колпачки толщиной $(0{,}2\div0{,}3)\cdot10^{-3}$ м, расположенные по всей длине керна. Детальный анализ влияния медного колпачка на интермодуляционные искажения показал, что его применение позволяет уменьшить уровень нелинейных искажений на 10...12 дБ. В ряде конструкций короткозамкнутый виток используется в виде кольца, который располагают на центральном полюсном наконечнике, у его основания. Используют также конструкции магнитонасыщенных полюсных наконечников, специальных полюсных вставок из магнито-мягкого материала типа Fe—Ni и др. Результаты анализа различных конструктивных методов снижения нелинейных искажений в магнитных цепях приведены в работе [2.30].

Другим источником нелинейных искажений может служить нелинейная упругость замкнутого слоя воздуха в подколпачковом объеме. Поэтому в ряде конструкций громкоговорителей делают отверстия в керне. Это снижает искажения за счет нелинейной упругости воздушного объема, однако может служить причиной появления искажений за счет шума воздушной струи, вытекающей из отверстия. Уровень искажений зависит от скорости струи. При скорости $v>5$ м/с эти искажения могут быть слышны на слух. Поэтому диаметр отверстия выбирают достаточно большим (например, при диаметре керна 70 мм диаметр отверстия должен быть не менее 30 мм; дальнейшее увеличение диаметра приводит к перенасыщению керна).

2.3. ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКЦИИ И МАТЕРИАЛЫ ДИНАМИЧЕСКИХ ДИФФУЗОРНЫХ ГРОМКОГОВОРИТЕЛЕЙ

Низкочастотные громкоговорители

Требования к параметрам и качеству звучания АС категории Hi—Fi определили необходимость решения целого ряда новых конструктивных и технологических задач при проектировании применяемых в них громкоговорителей. Для низкочастотных громкоговорителей основными можно считать следующие:

значительное увеличение мощностной и температурной устойчивости (электрические мощности до 100 ... 200 Вт и температуры до 200° С);

обеспечение линейности упругих характеристик при больших смещениях до $(1{,}5 ... 2) \cdot 10^{-2}$ м и низких резонансных частотах 14 ... 18 Гц;

сохранение поршневого характера колебаний диафрагмы в возможно более широком диапазоне частот при больших уровнях подводимой мощности и т. д.

Естественно, что кроме этих требований, параметры и конструкции громкоговорителей должны удовлетворять требованиям стандартов ГОСТ 9010—78 и ГОСТ 11478—75 и рекомендациям МЭК (268—5, 268—14).

Стремление решить эти сложные задачи потребовало проведения поисков новых конфигураций основных элементов подвижной системы и магнитной цепи, новых материалов и технологии их изготовления. Как уже отмечалось выше, в области низких частот существенную роль играют конструктивные и физико-механические параметры гофрированных подвесов и шайб. Наряду с традиционными синусоидальными формами 1 (рис. 2.13) в конструкциях низкочастотных громкоговорителей широкое применение нашли подвесы тороидальной формы *2*, *3*, S-образной формы *4* и др. Подвесы тороидальной формы позволяют обеспечить более низкую резонансную частоту и бóльшие амплитуды смещения, чем синусоидальные, поэтому они широко применяются в громкоговорителях компрессионного типа для закрытых АС. Подвесы S-образной формы появились сравнительно недавно и стали широко применяться в мощных низкочастотных громкоговорителях, так как они обеспечивают бóльшую симметричность упругих характеристик при более низкой резонансной частоте, чем тороидальные.

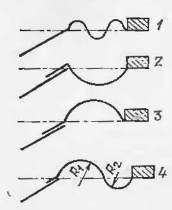


Рис. 2.13. Различные конструкции подвесов:
1 — синусоидальные, *2*, *3* — тороидальные, *4* — S-образные

Расчет основных конструктивных параметров — глубины гофрировки *H*, толщины материала *h*, длины волны λ и др. для подвесов различных конфигураций может выполняться по методикам,

изложенным в работах [2.31], [2.32]. Например, рассчитанная зависимость первой резонансной частоты от радиуса кривизны для низкочастотного громкоговорителя 100ГД-1 показана на рис. 2.14. Минимальное значение частоты получилось при $R_1 = 0{,}6 \dots 0{,}7$, $R_2 = 0{,}35 \dots 0{,}55$ см. Для центрирующих шайб низкочастотных громкоговорителей применяют в основном гофрированные элементы синусоидальной формы с переменной гофрировкой или краевым гофром. Наряду с поисками различных видов конфигураций ведутся работы по поиску новых материалов для подвесов, к которым предъявляют такие требования, как большое затухание, до-

Таблица 2.2

Материал	E, Н/м²	η	$\rho \cdot 10^{-3}$, кг/м³
Резина НО-68	$1{,}56 \cdot 10^7$	0,17	1,14
Пенополиуретан	$6{,}65 \cdot 10^6$	—	0,289
Резина 4-73	$1{,}81 \cdot 10^7$	0,075	0,98
Резина 1847	$0{,}3 \cdot 10^7$	0,11	0,9
Винилискожа	$1{,}3 \cdot 10^8$	0,3	—
Прорезиненный капрон 300В	$4{,}5 \cdot 10^6$	—	0,75

Рис. 2.14. Зависимость резонансной частоты от радиусов кривизны для подвеса S-образной формы

статочно высокая упругость, стабильность во времени, устойчивость к климатико-механическим воздействиям и т. д. В настоящее время для подвесов широко используют различные резиновые смеси (в том числе бутиловая резина), прорезиненные ткани, пластифицированные поливинилхлориды, пенополиуретаны и т. д. Физико-механические параметры некоторых материалов даны в табл. 2.2.

Для центрирующих шайб в основном применяют ткани из традиционных хлопчатобумажных материалов (типа миткаль), однако для мощных громкоговорителей используют специальные ткани: акриловые, тефлоновые, ткани со специально введенными металлическими нитями для повышения теплоотвода от катушки и т. д.

Обычно диффузоры низкочастотных громкоговорителей имеют коническую форму с прямолинейной или криволинейной образующей. Вместе с тем некоторые фирмы, например Technics (Япония), начали выпускать низкочастотные громкоговорители с плоскими диффузорами (рис. 2.15). Основные конструктивные параметры (глубину H, радиус кривизны R, распределение толщины и плотности по образующей) рассчитывают по приближенной методике [2.3] или точными методами на ЭВМ, указанными в § 2.2.

Значительные усилия разработчиков направлены в настоящее

время на поиски новых материалов и технологии изготовления из них диффузоров. Главные требования, предъявляемые к материалам диффузоров, — высокие значения модуля упругости E и коэффициента демпфирования η, стабильность к климатико-механическим воздействиям и стабильность во времени. Поиск материалов идет по следующим основным направлениям:

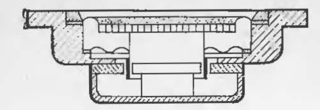


Рис. 2.15. Конструкция громкоговорителя с плоской диафрагмой

подбор различных сочетаний целлюлозы с органическими и неорганическими волокнами — угольными, углеродными, полиамидными, борными, асбестовыми и др. Наиболее широкое распространение получили бумага типа Carbocon с углеродными волокнами. Введение таких волокон позволяет увеличить жесткость в 2 ... 3 раза, сохранив при этом коэффициент потерь $\eta \cong 0{,}02$ за счет целлюлозы;

использование сотовых конструкционных материалов, в которых используют соты из металлической фольги, синтетической (например, фенилоновой) бумаги, полимеров, а в качестве армирующих слоев — тонкую металлическую фольгу, стеклопластики и др. Такие материалы обладают малым удельным весом и большой жесткостью;

создание многослойных материалов [типа bextren фирмы KEF (Англия)], состоящих из слоев разной жесткости: нижний слой жесткий, например полистирол, верхний — мягкий, например пластифицированный поливинилхлорид. Применяют и трехслойные материалы: наружные слои из полиэтилена высокой плотности, внутренние — вспененный полиолефин. Такое сочетание материалов обеспечивает достаточную жесткость при большом коэффициенте демпфирования;

применение вспененных пластмасс и вспененных металлов — полиолефинов (например, полипропилена), пенополистирола, никеля, окиси титана и др.

Таблица 2.3

Материал	E, Н/м²	η	$\rho \cdot 10^{-3}$, кГ/м³
Бумага (диффузорная)	(0,3...0,5(·10⁹	0,02...0,05	0,3...0,5
Фенилоновая бумага	$2{,}78 \cdot 10^9$	0,069	0,87
Бумага типа Carbocon	$3 \cdot 10^9$	0,06	0,55
Полимер+графит	$7{,}0 \cdot 10^9$	0,05	1,8
Бумага+ВМЛ	$1{,}1 \cdot 10^9$	0,3	0,9
АБС (пластик)+ПХВ	$2{,}4 \cdot 10^9$	0,03	1,2
Армированный олефин	$4{,}0 \cdot 10^9$	0,04	0,45
Вспененный никель	$1 \cdot 10^{11}$	0,03	0,30

Физико-механические параметры некоторых часто применяемых материалов приведены в табл. 2.3.

Большое внимание при проектировании низкочастотных громкоговорителей уделяется конструкции и материалам пылезащитного колпачка, который должен обладать большой жесткостью и обеспечивать улучшение теплоотвода от звуковой катушки. Поэтому колпачки нередко делают из металлов (анодированного алюминия, титана и др.) с ребрами жесткости, специальными радиаторами и т. д.

Требования к повышению тепловой устойчивости и снижению нелинейных искажений привели к существенным изменениям в конструкциях и материалах звуковых катушек низкочастотных громкоговорителей. Фирма Onkyo (Япония) разработала технологию многослойной намотки звуковых катушек плоским проводом, при этом плотность намотки увеличивается на 32%, что позволяет уменьшить ее высоту, расположив катушку в центре равномерного магнитного потока. Для уменьшения вибраций в каркасе катушки используют демпфирующие покрытия. В качестве материалов для каркасов применяют специальную термостойкую кабельную бумагу, алюминиевую фольгу, материалы типа Nomex, термостойкую керамику. Для повышения теплостойкости катушек используют термостойкие клеи и провода (например, в полиамидной изоляции).

Существенные изменения за последние годы произошли в конструкциях магнитных цепей мощных низкочастотных громкоговорителей [2.30], в них используют практически все элементы конструкции, позволяющие снизить нелинейные искажения (см. § 2.2): короткозамкнутые медные колпачки, полюсные вставки из материалов с высокой проницаемостью, фигурные полюсные наконечники и т. д. В подавляющем большинстве конструкций используют феррит-бариевые магниты (отечественные марки 25БА170, 28РА180). Для улучшения теплоотвода применяют ра-

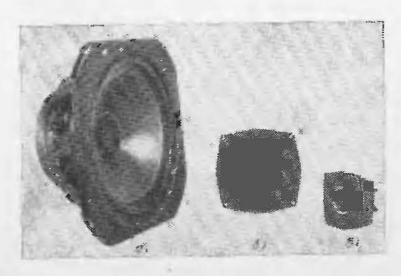


Рис. 2.16. Внешний вид громкоговорителей: *а* — 100ГД-1; *б* — 30ГД-8, *в* — 10ГД-43

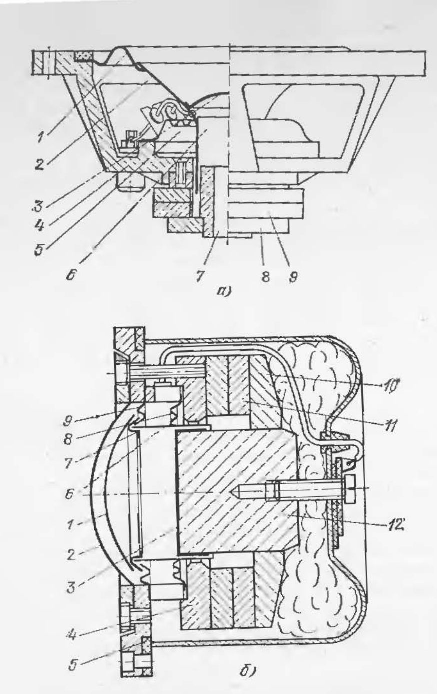
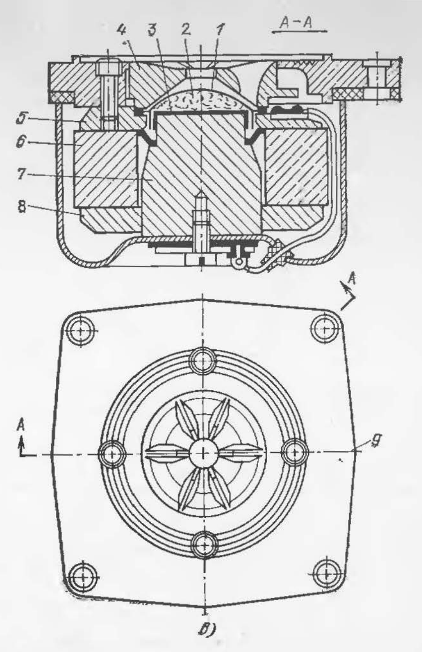


Рис. 2.17. Конструкция громкоговорителей:

а) низкочастотного
(*1* — подвес, *2* — диффузор, *3* — колпачок, *4* — держатель, *5* — шайба, *6* — звуковая катушка, *7* — отверстие в керне, *8* — нижний фланец, *9* — магнит),

б) среднечастотного
(*1* — диффузор, *2* — сетка, *3* — медный колпачок, *4* — верхний фланец, *5* — кожух, *6* — звуковая катушка, *7* — вкладыш, *8* — шайба, *9* — подвес, *10* — нижний фланец, *11* — магнит, *12* — керн);

диаторы на нижнем фланце, отверстия в керне и т. д. Применение всех этих конструктивных и технологических мер позволило создать целый ряд низкочастотных громкоговорителей, обладающих большой мощностью (100 ... 200 Вт), низкой резонансной частотой (20 Гц), малыми нелинейными искажениями (около 1%).



в) высокочастотного

(*1* — диффузор, *2* — звукопоглощающий материал, *3* — медный колпачок, *4* — концентратор, *5* — верхний фланец, *6* — магнит, *7* — керн, *8* — нижний фланец, *9* — декоративная крышка)

Внешний вид, основные элементы конструкции и частотная характеристика мощного низкочастотного громкоговорителя 100ГД-1 даны на рис. 2.16,*а*, 2.17,*а*, 2.18,*а*.

Среднечастотные громкоговорители

К среднечастотным громкоговорителям, используемым в АС категории Hi—Fi, также предъявляются требования к повышению мощности, температурной устойчивости, уменьшению линейных и нелинейных искажений до уровней, близких к субъективным порогам и т. д.

В современных АС в основном используют среднечастотные

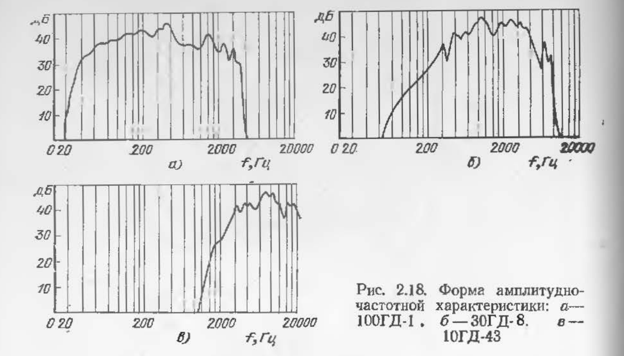


Рис. 2.18. Форма амплитудно-частотной характеристики: *а* — 100ГД-1. *б* — 30ГД-8. *в* — 10ГД-43

громкоговорители с двумя типами диафрагмы — конусные и купольные. Основные элементы и принципы построения конусных среднечастотных громкоговорителей такие же, как и конусных низкочастотных, однако в процессе их конструирования большое внимание уделяется выбору кривизны образующей, закону распределения толщины и плотности вдоль образующей, конфигурации колпачка и т. д. В конструкции купольных среднечастотных громкоговорителей в качестве излучающего элемента используют диафрагму куполообразной формы (рис. 2.17,*б*), а также гофрированный подвес, центрирующую шайбу и звуковую катушку.

Расчет элементов подвижной системы осуществляется по методикам § 2.2. Основными параметрами, варьируемыми в процессе разработки, являются: кривизна купола, распределение его толщины и плотности, форма гофрировки подвеса и т. д. К особенностям конструкции купольных среднечастотных громкоговорителей можно отнести применение звуковых катушек с меньшим диаметром, чем у купола (рис. 2.17,*б*), что позволяет обеспечить широкий диапазон воспроизводимых частот и сократить диаметр магнитной цепи; использование сопряженных куполов, состоящих из оболочек разной кривизны; применение отверстий в центральной части купола, закрытых демпфирующим материалом; нанесение различных гофрировок на купол и др.

Основные усилия разработчиков при создании среднечастотных купольных громкоговорителей для аппаратуры Hi—Fi направлены на поиск новых материалов для них и технологии их изготовления. Эти материалы условно можно разделить на следующие категории:

«мягкие» (ткани с различными пропитками и намазками) обладают большим коэффициентом внутренних потерь (что снижает неравномерность частотной характеристики), но довольно

значительным удельным весом (что уменьшает чувствительность);

«композитные» (ткани из угольных волокон и смолы, целлюлоза с различными высокомодульными волокнами) соединяют достоинства «мягких» материалов, но имеют увеличенную жесткость, что позволяет продлить диапазон поршневого действия громкоговорителей;

«жесткие» (анодированный алюминий, алюминиевая фольга, сплавы алюминия и бериллия, алюминия и бора и т. д.) обладают большой жесткостью и сравнительно малым удельным весом.

Физико-механические параметры некоторых материалов, применяемых для изготовления диафрагм среднечастотных громкоговорителей, приведены в табл. 2.4.

Таблица 2.4

Материал	E, Н/м^2	$\rho \cdot 10^{-3}$ кг/м^3	η	Материал	E, Н/м^2	$\rho \cdot 10^{-3}$ кг/м^3	η
Алюминий	$7,4 \cdot 10^{10}$	2,7	0,02	Алюминий+бор	$1,07 \cdot 10^{11}$	2,5	0,06
Анодированный алюминий	$12,7 \cdot 10^{10}$	2,72	0,02	Алюминий+бериллий	$3 \cdot 10^{10}$	2,2	—
Капроновая ткань	$1,5 \cdot 10^{8}$	0,57	0,065	Целлюлоза СФА+10% волокна «конкор»	$7,8 \cdot 10^{8}$	0,4	0,022
Стеклоткань	$5 \cdot 10^{8}$	0,67	0,03	Полипропилен	$0,318 \cdot 10^{8}$	0,335	0,3

Внешний вид и частотная характеристика среднечастотного отечественного громкоговорителя 30ГД-8С приведены на рис. 2.16,*б*, 2.17,*б*, 2.18,*б*.

Высокочастотные громкоговорители

Расширение частотного диапазона (до 30 ... 40 кГц), увеличение динамического диапазона (до 100 ... 110 дБ) в АС, увеличение спектральной плотности мощности в высокочастотной части спектра в современной электронной музыке и т. д. потребовало решения целого ряда новых конструкторских и технологических задач в проектировании высокочастотных громкоговорителей в АС категории Hi—Fi. В большинстве моделей АС используют динамические купольные громкоговорители, хотя за последние годы все шире стали применять нетрадиционные конструкции излучателей динамического и нединамического типов*. Конструкция высокочастотного излучателя показана на рис. 2.17,*в*.

---

* К динамическим громкоговорителям относятся конусные и купольные электродинамические излучатели, изодинамические, ленточные и др., т. е. такие, в которых движущая сила возникает за счет взаимодействия тока в проводнике с магнитным полем постоянного магнита. К громкоговорителям нединамического типов относятся электростатические, электретные и др.

В конструкции магнитной цепи применяют медные колпачки, используют кобальтовые или самарий-кобальтовые магниты с целью повышения индукции в зазоре. Для увеличения чувствительности и снижения веса применяют намотку катушек плоским алюминиевым проводом, каркасы изготавливают из тонкой алюминиевой фольги, полиимидной пленки и т. д. Для повышения температурной устойчивости зазор заполняют магнитной жидкостью, которая представляет собой коллоидный раствор или суспензию ферромагнитных частиц (меньше 1 мкм) в минеральных или прочих маслах.

Подвижную систему обычно изготавливают в виде куполообразной диафрагмы (хотя применяют и плоские кольцевые диафрагмы или V-образные). Плоский или гофрированный подвес изготавливают иногда вместе с куполом, иногда подклеивают отдельно. Под куполом в подмембранном объеме располагают звукопоглощающий материал (АТМ, минеральная вата и др.), магнитную цепь обычно закрывают пластмассовым кожухом. Для расширения характеристик направленности используют различные конструкции акустических линз и концентраторов.

Значительный прогресс за последние годы достигнут и в технологии изготовления и выборе новых материалов для диафрагм высокочастотных громкоговорителей: в качестве материалов для подвижных систем используют высокомодульные пленки (майлар, полиэстер, полиамид, поликарбонат и т. д.). Диафрагмы из таких материалов изготавливают обычно методом горячего прессования. Эти материалы обладают достаточно высоким коэффициентом демпфирования и жесткостью. Стремление повысить чувствительность и расширить воспроизводимый диапазон частот привело многие зарубежные фирмы к использованию металлических материалов: анодированного алюминия, титана, бериллия, их различных композиций — титан + бор, деборид титана и т. д. Применение таких материалов потребовало создания новой технологии электронно-вакуумного напыления диафрагм. Параметры некоторых материалов, используемых в диафрагмах высокочастотных громкоговорителей, даны в табл. 2.5.

Таблица 2.5

Материал	E, Н/м^2	$\rho\cdot10^{-3}$ кг/м^3	η	Материал	E, Н/м^2	$\rho\cdot10^{-3}$ кг/м^3	η
Титан	$1{,}16\cdot10^{11}$	4,51	0,022	Пленка из полиэфира	$3\cdot10^{9}$	1,4	0,015
Титан+диборит титана	$4{,}83\cdot19^{11}$	4,52	—	Поликарбонатная пленка	$3{,}9\cdot10^{8}$	1,55	—
Бериллий	$2{,}80\cdot10^{11}$	1,84	—	Нейлон	$2{,}2\cdot10^{8}$	1,1	—
Титан+бор (10 мкм+ +2 мкм)	$5{,}8\cdot10^{11}$	3,5	0,007				

Внешний вид, конструкция, и частотная характеристика высококачественного отечественного громкоговорителя 10ГД-43С даны на рис. 2.16,*в*, 2.17,*в*, 2,18,*в*.

2.4. НЕТРАДИЦИОННЫЕ ДИНАМИЧЕСКИЕ И НЕДИНАМИЧЕСКИЕ ТИПЫ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ

Анализ литературных данных показывает, что с каждым годом расширяется номенклатура акустических систем, использующих нетрадиционные излучатели динамического (магнепланары, изодинамические, ленточные, излучатели Хейла и др.) и нединамического типов (электростатические, электретные, пьезопленочные, пьезокерамические, плазменные и др.). Объем их производства достигает примерно 15% общего выпуска громкоговорителей. В основном эти излучатели применяют в качестве высокочастотного звена в АС, однако имеется ряд моделей, применяющих широкополосные излучатели такого типа.

Рассмотрим типы излучателей, используемые в основном в моделях АС категории Hi—Fi.

Электростатические — это наиболее распространенный тип среди нединамических излучателей (в настоящее время 26 фирм выпускают 72 модели). Параметры наиболее известных из них рассмотрены в гл. 6. Принцип работы электростатического излучателя показан на рис. 2.19. Излучающим элементом является тонкая металлизированная пленка, как правило, из лавсана толщиной

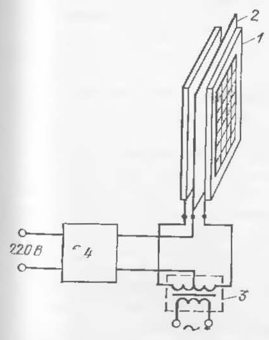


Рис. 2.19. Элементы конструкции электростатического громкоговорителя:

1 — неподвижные электроды, 2 — излучающая мембрана, 3 — согласующий трансформатор, 4 — источник поляризации

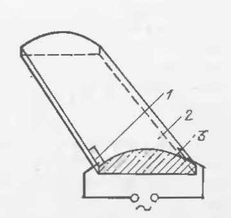


Рис. 2.20. Конструкция пьезопленочного громкоговорителя: 1 — контакты, 2 — пьезопленочная мембрана, 3 — подложка

8 ... 10 мкм, помещенная между двумя перфорированными электродами из металлизированного диэлектрика. Между мембраной и электродами приложено постоянное поляризующее напряжение. Переменное звуковое напряжение подается через обмотку повышающего трансформатора к неподвижным электродам. Конструктивно широкополосный электростатический излучатель состоит из на-

бора кольцевых или прямоугольных пластин, количество которых определяет уровень звукового давления и воспроизводимый диапазон частот. Хотя принцип электростатического преобразования известен давно (первая конструкция была продемонстрирована в 1926 г. [2.33] на Берлинской выставке), серийный выпуск их начался только в конце 50-х годов. Причиной этого явилась необходимость решения ряда сложных технологических задач: выбор и нанесение электроизоляционных покрытий, выбор материала электродов и т. д. Основными задачами при проектировании электростатических громкоговорителей являются в настоящее время: расширение характеристики направленности и увеличение динамического диапазона. Методы расчета и принципы конструирования электростатических излучателей изложены в работе [2.3]. Поскольку излучатели такого типа высоко ценят за «чистоту» и «прозрачность» звучания, объем их производства продолжает интенсивно расти.

Электретные излучатели отличаются от электростатических отсутствием блока поляризации и использованием вместо него поляризованного диэлектрика (электрета). В качестве электрета используют различные полимерные материалы, способные сохранять длительное время заряд на поверхности после поляризации в коронном разряде. Существуют конструкции излучателей, где электретный материал можно использовать в качестве излучающей мембраны (биполярный, моноэлектрет) или наносить на электроды (массивный электрет). Отсутствие необходимости использовать поляризующее напряжение является преимуществом таких излучателей, однако трудности в обеспечении стабильности поверхностных зарядов на большой площади ограничивают возможности их широкого применения в излучателях.

Пьезопленочные излучатели. После открытия в 1969 г. японским физиком Kawai пьезоэффекта у поливинилиденфторидной пленки (ПВДФ) начались работы по применению ее в электроакустических преобразователях. Процесс, который придает высокополимерным материалам пьезоэлектрические свойства, включает следующие операции: вытягивание пленки в одном или двух направлениях в 4 ... 6 раз при температуре 60 ... 100° С; напыление на обе стороны алюминия, поляризацию ориентированной пленки в постоянном электрическом поле. Если обработанную таким образом пленку изогнуть и закрепить ее концы, то при приложении переменного напряжения в направлении, перпендикулярном поверхности пленки она начинает пульсировать и излучать звук. Первые конструкции высокочастотных пьезопленочных громкоговорителей представляли собой жесткие перфорированные цилиндры, на которые натягивалась пленка из ПВДФ вместе с мягкой подложкой из поролона. Конструкция такого излучателя показана на рис. 2.20. Фирма Pioneer выпустила целую линейку АС с использованием пьезопленочных излучателей такого типа НРМ-100, НРМ-200 и др. В 1982 г. фирма Audax (Франция) представила образец высокочастотного пьезопленочного излучателя купольной конструкции из двуосно ориентированной пленки (толщина пленки 25 мк, масса подвижной системы 100 мг, диапазон воспроизводимых частот 7—50 кГц). Сравнительная простота конструкции, отсутствие постоянных магнитов являются преимуществом данного типа излучателей.

Плазменные излучатели (плазмотроны, ионофоны) используют для воспроизведения звука за счет пульсации объема ионизированного воздуха в пространстве между электродами. Фирма Magnat создала конструкцию, в которой электроды выполнены в виде акустически прозрачного металлического шара и остроко-

нечного электрода внутри него. Возбуждение коронного разряда производится переменным напряжением $U=2$ кВ с частотой $f=27$ мГц. Воспроизводимый диапазон частот 2,5 ... 20 кГц, нелинейные искажения 0,5%. Основным преимуществом плазменного излучателя является практически безынерционное воспроизведение звука, т. е. отсутствие переходных искажений. В настоящее время известно несколько моделей таких излучателей фирмы Audax (Франция), фирмы Plasmatronic (США), фирмы Magnat (ФРГ), фирмы Transpulsar (Франция) и др.

Пьезокерамические излучатели в качестве возбуждающего звена используют биморфный элемент, полученный путем склеивания двух пластин из пьезокерамики (цирконата титана, титаната бария и др.). Биморфный элемент закрепляют с двух сторон, а при подведении электрического сигнала в нем происходят деформации изгиба. Центральной точкой деформирующийся элемент соединяется с диафрагмой, которая для увеличения чувствительности излучателя обычно нагружается на рупор. К достоинствам данного вида излучателей следует отнести: экономичность и малую массу. В 1980 г. на рынок США было представлено 20 моделей АС с пьезокерамическими высокочастотными излучателями.

Ленточные громкоговорители. Стремление соединить достоинства электростатических громковогорителей с динамическими привело к созданию ленточных излучателей. В качестве излучающего элемента они имеют легкую гофрированную ленточку из алюминиевой фольги (рис. 2.21,*а*).

Ленточные громкоговорители выпускают сейчас 12 фирм (30 моделей). Параметры ленточного громкоговорителя РТ-85 фирмы Pioneer, например, следующие: диапазон частот 10 ... 120 кГц, паспортная мощность 80 Вт, чувствительность 94 дБ, габаритные размеры 87×63,5×144 мм. Наряду с таким преиму-

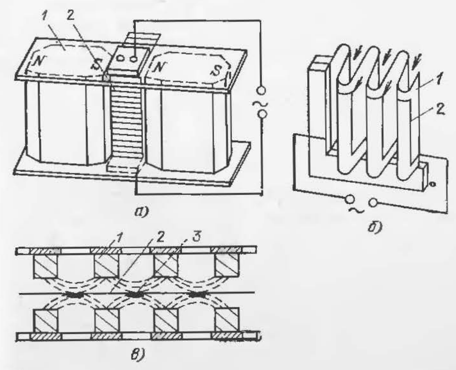


Рис. 2.21. Основные элементы конструкции излучателей: *а*) ленточного (*1* — ленточка, *2* — магнит), *б*) преобразователя Хейла (*1* — гофрированная мембрана, *2* — проводник), *в*) изодинамического (*1* — магниты, *2* — мембрана, *3* — проводник)

ществом, как малые переходные искажения, ленточные громкоговорители имеют ряд недостатков: большой вес магнитов, малое сопротивление ленточки, требующее согласующих трансформаторов и др.

Излучатели Хейла (названы так по имени изобретателя) — первая модель была выпущена фирмой ESS (США) в 1973 г. Излучатель представляет собой гофрированную мембрану (из тефлона, нейлона и др.) с нанесенным на нее металлическим проводником определенной конфигурации, который помещают в сильное магнитное поле (рис. 2.21,*б*). При подведении к проводнику электрического сигнала складки гофра одной стороны мембраны сжимаются, другой — разжимаются. При этом происходит трансформация акустического давления, за счет чего увеличивается КПД. В настоящее время фирма выпускает семь видов АС с такими излучателями, в том числе широкополосную модель Transar.

Изодинамические излучатели (магнепланары) имеют в качестве излучающего элемента тонкую диэлектрическую мембрану, на которую методом напыления наносится проводник в форме прямоугольной спирали. Мембрана помещается в зазоре между параллельными магнитами (рис. 2.21,*в*). Серийно изодинамические излучатели выпускают ряд зарубежных фирм: Magnepan (США), Foster (Япония), Matsushita (Япония) и др.

Параметры отечественного серийно выпускаемого громкоговорителя (10ГИ-1) следующие: воспроизводимый диапазон частот 2,0 ... 30 кГц, чувствительность 87 дБ, номинальная мощность 10 Вт, габариты 105×120×35 мм.

Таким образом, в акустических системах категории Hi—Fi применяют разнообразные типы излучателей нединамического и нетрадиционного динамического типов, каждый из которых имеет свои определенные преимущества и недостатки.

В заключение следует отметить, что значительный прогресс в проектировании высококачественных громкоговорителей, достигнутый за последние годы, и явился главной причиной, позволившей создать новое поколение высококачественных акустических систем категории Hi — Fi, отличающихся максимальной естественностью и реализмом звучания.

3

РАЗДЕЛИТЕЛЬНЫЕ ФИЛЬТРЫ В АКУСТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

◆

3.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Практически все современные высококачественные акустические системы являются многополосными, т. е. состоящими из нескольких громкоговорителей (чаще всего трех), каждый из которых работает в своем диапазоне частот. Это обусловлено тем, что в силу ряда причин, изложенных в [2. 3], невозможно создать динамический громкоговоритель, обладающий хорошими ха-

рактеристиками в широком диапазоне частот. Для распределения энергии звукового сигнала между громкоговорителями АС используют электрические разделительные фильтры.

Влияние разделительных фильтров на формирование характеристик АС в предыдущие годы недооценивалось: им отводилась лишь роль ослабления сигнала за пределами рабочей полосы частот громкоговорителей. Однако развитие техники АС категории Hi—Fi заставило коренным образом пересмотреть взгляд на роль разделительных фильтров в АС и на методику их проектирования. Многочисленные теоретические и экспериментальные работы, посвященные вкладу разделительных фильтров в коррекцию характеристик излучателей и в формирование объективных и субъективных характеристик АС, опыт создания лучших отечественных и зарубежных АС, заставили считать разделительные фильтры одним из важнейших компонентов АС, с помощью которого можно синтезировать многие необходимые электроакустические характеристики АС и добиться значительного прогресса в обеспечении естественности звучания.

Первые теоретические работы, посвященные расчету разделительных фильтров и анализу их влияния на характеристики АС, относятся к 30-м годам. В ранних работах расчет разделительных фильтров АС основывался на теории пассивных фильтров верхних и нижних частот с активной нагрузкой, образуемых из *LC*-звеньев типа «K» (обеспечивающих передаточную функцию по напряжению* без нулей передачи на конечных частотах, т. е. обладающих монотонным спадом АЧХ в полосе задержания) и из *LC*-звеньев типа «m» (обеспечивающих передаточную функцию по напряжению с нулями на конечных частотах, т. е. обладающими всплесками АЧХ в полосе задержания, но обеспечивающими лучшую фильтрацию).

При этом рассматривали только характеристики затухания фильтров. Позднее были предложены разделительные фильтры постоянного входного напряжения и образуемые из пары пассивных *LC*-фильтров Баттерворта лестничной структуры** нижних и верхних частот, работающих на активную нагрузку. Было показано, что разделительные фильтры Баттерворта нечетных порядков обеспечивают (без учета характеристик громкоговорителей) плоскую суммарную АЧХ по напряжению, но обусловливают несимметричную характеристику направленности АС в полосе разделения частотных каналов, а фильтры четных порядков, обеспечивая симметричную характеристику направленности, имеют суммарную неравномерную АЧХ по напряжению с всплеском 3 дБ

---

* Под передаточной функцией фильтра по напряжению понимают отношение комплексной амплитуды напряжения на выходе фильтра к комплексной амплитуде напряжения на входе.

** Фильтры Баттерворта нижних и верхних частот характеризуются гладкой АЧХ в полосе пропускания и монотонным спадом в полосе задержания; их передаточная функция образуется из полиномов Баттерворта, корни которых расположены на окружности в плоскости комплексного переменного [3.1].

в области частоты разделения. Фазочастотная характеристика фильтров этого класса (как четных, так и нечетных порядков) нелинейна. В 70-е годы появились работы, посвященные новому классу разделительных фильтров, обладающих линейной, а точнее равной нулю на всех частотах, суммарной ФЧХ по напряжению и плоской АЧХ [3.2]. Несмотря на кажущиеся преимущества разделительных фильтров этого класса, интерес к ним постепенно снизился вследствие того, что линейность ФЧХ по напряжению этих фильтров получается за счет ухудшения целого ряда параметров — избирательных свойств, чувствительности к разбросу параметров, характеристик направленности АС в области частоты раздела каналов и т. д. Во второй половине 70-х годов в АС стали применять новый класс разделительных фильтров, получивших название «всепропускающего типа» [3.3]. Такое название объясняется тем, что суммарная АЧХ по напряжению пары фильтров верхних и нижних частот не зависит от частоты, подобно АЧХ фазовых корректоров, не вносящих амплитудных искажений и называемых «всепропускающими цепями». Разделительные фильтры «всепропускающего типа» удовлетворяют одновременно многим требованиям: они обеспечивают плоскую суммарную АЧХ по напряжению (т. е. опять без учета характеристик громкоговорителей), симметричные характеристики направленности АС в области частот разделения частотных каналов, низкую чувствительность к изменению значений элементов, малый уровень фазовых искажений. Фильтры этого типа нашли применение как в последних отечественных разработках АС, так и в АС некоторых зарубежных фирм.

Совсем недавно был предложен еще один класс разделительных фильтров, обеспечивающих плоскую АЧХ по напряжению, близкую к симметричной характеристику направленности в полосе раздела частотных каналов и линейную ФЧХ по напряжению в ограниченном диапазоне частот [3.4]. Однако этот класс фильтров пока не получил распространения в АС. Причина, возможно, в том, что такие фильтры реализуются только с применением активных элементов и требуют использования широкополосной линии задержки. Кроме того, обеспечение линейности ФЧХ, достигаемое в этих фильтрах ценой значительных затрат, является, как было сказано выше в гл. 1, избыточным.

До недавнего времени конструирование разделительных фильтров в АС шло практически методом «проб и ошибок». Это объясняется тем, что все теоретические работы прошлых лет, посвященные расчету разделительных фильтров в АС, исходили из условия идеальности самих громкоговорителей. При анализе свойств разделительных фильтров того или иного типа и рассмотрении их влияния на характеристики АС пренебрегали направленными свойствами громкоговорителей и условиями их физического размещения в корпусе АС, считали, что громкоговорители обладают плоской АЧХ, не вносят фазовых сдвигов в воспроизводимый сигнал и имеют активное входное сопротивление. Вслед-

ствие сказанного разработчики часто сталкивались с тем, что разделительные фильтры, обеспечивающие в идеализированных условиях требуемые характеристики, оказывались неприемлемыми при работе с реальными громкоговорителями, имеющими собственные амплитудно-частотные и фазочастотные искажения, комплексное входное сопротивление и обладающими направленными свойствами.

Отсутствие аналитических методов расчета разделительных фильтров, учитывающих искажения, вносимые громкоговорителями, явилось причиной интенсификации работ по созданию в последние годы в отечественной и зарубежной практике разработок АС численных методов расчета на ЭВМ оптимальных разделительных фильтров-корректоров [3.5 ... 3.6].

3.2. ВЛИЯНИЕ РАЗДЕЛИТЕЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ АС

Разделительные фильтры оказывают существенное влияние на такие характеристики многополосных АС, как АЧХ, ФЧХ, ГВЗ, характеристики направленности, распределение мощности входного сигнала между излучателями. входное сопротивление АС, уровень нелинейных искажений. Начальным этапом в проектировании разделительных фильтров в многополосных АС является обоснованный выбор частот разделения низкочастотного, среднечастотного и высокочастотного каналов. При выборе частот разделения обычно используют следующие предпосылки:

1. Обеспечение возможно более равномерных характеристик направленности АС. В многополосных АС характеристика направленности претерпевает изменение при переходе от низкочастотного к среднечастотному и от среднечастотного к высокочастотному громкоговорителю за счет того, что изменяется соотношение между диаметром громкоговорителя и длиной волны сигнала d/λ. При переходе от более низкочастотного к более высокочастотному громкоговорителю (например. от низкочастотного к среднечастотному), диаметр которого, как правило, значительно меньше, характеристика направленности расширяется, несмотря на некоторое уменьшение длины волны. Вблизи частоты разделения, где одновременно излучают оба громкоговорителя, линейный размер излучателя увеличивается и ширина характеристики направленности резко сужается, так как определяется уже соотношением l/λ, где $l>d$ — расстояние между центрами громкоговорителей. По этой причине для уменьшения резких изменений в ширине характеристики направленности в области частоты разделения каналов, стараются размещать громкоговорители в корпусе АС как можно ближе друг к другу, а также располагать их один над другим в вертикальной плоскости, так как только такое расположение позволяет избежать искажения характеристики направленности в горизонтальной плоскости, что позволяет в свою очередь обеспечить лучшее воспроизведение стереофонической панорамы и расширить зону неискаженного стереоэффекта. Если вы-

бор частоты разделения и расстояния между громкоговорителями влияет на ширину характеристики направленности на этой частоте, то соотношение фаз и амплитуд сигналов разделяемых частотных каналов влияет на ориентацию характеристики направленности в пространстве. Различные типы фильтров, как будет показано ниже, в разной степени влияют на наклон характеристики направленности в пространстве в области частот разделения.

2. Ослабление пиков и провалов на АЧХ громкоговорителей, возникающих из-за потери поршневого характера движения диффузора (гл. 2). Выбор частоты среза и крутизны спада АЧХ фильтров для низкочастотных и среднечастотных громкоговорителей стараются осуществлять таким образом, чтобы первые интерференционные пики и провалы ослаблялись не менее чем на 20 дБ [1.11].

3. Обеспечение допустимой входной электрической мощности среднечастотного и высокочастотного громкоговорителей, ограниченной максимальной допустимой амплитудой смещения диффузора. Амплитуда смещения диффузора динамического громкоговорителя повышается с крутизной 12 дБ/окт. с понижением частоты синусоидального напряжения постоянной амплитуды [3.7]. Такой характер частотной зависимости амплитуды смещения сохраняется приблизительно до частоты резонанса громкоговорителя f_S, после которой смещение не зависит от частоты. Если крутизна среза фильтра верхних частот составляет 6 дБ/окт. (фильтр первого порядка), то амплитуда смещения диффузора громкоговорителя не будет ограничена величиной, достигаемой на частоте среза $f_d > f_S$, а будет продолжать расти с крутизной 6 дБ/окт. до резонансной частоты громкоговорителя f_S. При этом соответственно будут возрастать и нелинейные искажения. Очевидно, крутизна спада АЧХ фильтра верхних частот должна быть как минимум 12 дБ/окт., так как при этом с понижением частоты от f_d — частоты среза фильтра, т. е. частоты разделения — до f_S резонансной частоты громкоговорителя — амплитуда смещения остается постоянной. Применение фильтров верхних частот с еще большей крутизной спада АЧХ, например 18 дБ/окт или 24 дБ/окт, дает соответственно еще бо́льшее уменьшение амплитуды смещения и нелинейных искажений.

4. Обеспечение максимально допустимого уровня звукового давления. Максимальное звуковое давление, развиваемое громкоговорителем, зависит от выбора частоты среза разделительного фильтра, ограничивающего амплитуду сигнала и соответственно амплитуду смещения в нижней части рабочего диапазона частот среднечастотного или высокочастотного громкоговорителя. Как было показано выше, при соответствующем выборе частот разделения и крутизны спада АЧХ фильтра верхних (средних) частот, можно обеспечить постоянство (или даже снижение с понижением частоты) амплитуды смещения диффузора ниже рабочего диапазона частот громкоговорителя. Это определяет, в свою очередь, допустимый уровень подаваемого на громкоговоритель сигнала

и, как следствие, допустимый уровень максимального уровня звукового давления. Очевидно, что с повышением частоты среза фильтра верхних (средних) частот можно увеличивать максимальную амплитуду входного сигнала (за счет уменьшения амплитуды смещения диффузора) и обеспечивать более высокий уровень звукового давления.

5. Обеспечение допустимого уровня искажений Доплера (см. гл. 1). Как было сказано выше, искажения вследствие частотной модуляции зависят от соотношения амплитуды смещения диффузора громкоговорителя в низкочастотной части рабочего диапазона и максимальной частоты излучаемого сигнала. Таким образом, сужение рабочего диапазона частот громкоговорителя с помощью разделительного фильтра приводит к уменьшению искажений Доплера.

Анализ влияния разделительных фильтров на формирование АЧХ, ФЧХ и других характеристик АС удобно производить на матричной линейной модели двухполосной АС [3.6]. Эта модель основана на представлении разделительных фильтров и громкоговорителей системой соединенных между собой определенным образом линейных четырехполюсников. На структурной схеме

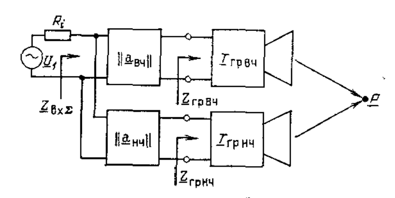


Рис. 3.1. Структурная схема двухполосной АС с пассивными разделительными фильтрами

рис. 3.1 соответствующие четырехполюсники моделируют фильтры и громкоговорители, которые описываются матрицами a-параметров, обозначаемых a_{11}, a_{12}, a_{21} и a_{22} для разделительных фильтров и A_{11}, A_{12} и A_{21}, A_{22} для громкоговорителей. Поскольку современные усилители низкой частоты имеют очень малое выходное сопротивление, принимается, что сопротивление источника $R_i=0$. Комплексная передаточная функция громкоговорителя обозначается через $\underline{T}_{гр}=\underline{U}_{вых}/\underline{U}_{вх}\equiv\underline{P}_{вых}/\underline{U}_{вх}$, где $\underline{U}_{вых}$ — комплексное напряжение на выходе микрофонного усилителя, соответствующее звуковому давлению $\underline{P}_{вых}$ в месте расположения измерительного микрофона, $\underline{U}_{вх}$ — комплексное напряжение на выходе усилителя мощности и соответственно на входе акустической системы. Суммарная комплексная передаточная функция АС

$$\underline{T}_{\Sigma}=\underline{P}_{вых}/\underline{U}_{вх}=\underline{U}_{\Sigma}/\underline{U}_{вх}=\underline{T}'_{нч}+\underline{T}'_{вч},$$

где $\underline{T}'_{нч}$ и $\underline{T}'_{вч}$ — комплексные передаточные функции соответственно низкочастотного и высокочастотного каналов.

Входное комплексное сопротивление АС

$$\underline{Z}_{вх\,\Sigma} = 1/(\underline{Y}'_{нч} + \underline{Y}'_{вч}),$$

где $\underline{Y}'_{нч}$, $\underline{Y}'_{вч}$ — комплексные входные проводимости низкочастотного и высокочастотного каналов.

Параметры A' четырехполюсника, представляющего собой каскадно включенные разделительный фильтр и громкоговоритель, получаются в результате перемножения матриц a-параметров четырехполюсников громкоговорителей и фильтров:

$$\|\mathbf{A}'\| = \|\mathbf{a}\| \cdot \|\mathbf{A}\|.$$

Например, матрица a-параметров низкочастотного канала запишется в виде

$$\|\mathbf{A}'_{нч}\| = \left\| \begin{matrix} \underbrace{a_{11\,нч} A_{11\,нч} + a_{12\,нч} A_{21\,нч}}_{A'_{11\,нч}} & \underbrace{a_{11\,нч} A_{12\,нч} + a_{12\,нч} A_{22\,нч}}_{A'_{12\,нч}} \\ \underbrace{a_{21\,нч} A_{11\,нч} + a_{22\,нч} A_{21\,нч}}_{A'_{21\,нч}} & \underbrace{a_{21\,нч} A_{12\,нч} + a_{22\,нч} A_{22\,нч}}_{A'_{22\,нч}} \end{matrix} \right\|.$$

Можно принять условие, что громкоговоритель является четырехполюсником, работающим на холостом ходу. Тогда уравнения четырехполюсника в a-параметрах (3.1) приводятся к виду:

$$\underline{U}_1 = \underline{a}_{11} \underline{U}_2, \quad \underline{I}_1 = \underline{a}_{21} \underline{U}_2.$$

Из этой системы уравнений можно получить уравнения, связывающие между собой A'-параметры каналов АС с комплексными передаточными функциями каналов — T' и комплексными входными сопротивлениями каналов — $\underline{Z}'$:

$$\underline{A}'_{11} = \underline{U}_1/\underline{U}_2 = 1/\underline{T}'_1, \quad \underline{A}'_{21} = \underline{I}_1/\underline{U}_2 = 1/(\underline{Z}'\,\underline{T}').$$

Тогда комплексная передаточная функция двухполосной системы может быть записана через параметры низкочастотного и высокочастотного каналов:

$$\underline{T}_\Sigma = \underline{T}'_{нч} + \underline{T}'_{вч} = 1/\underline{A}'_{11\,нч} + 1/\underline{A}'_{11\,вч}$$

---

* a-параметры связывают линейной системой уравнений входные и выходные напряжения и токи линейных четырехполюсников:

$$\begin{cases} U_1 = a_{11} U_2 + a_{12} I_2 \\ I_1 = a_{21} U_2 + a_{22} I_2 \end{cases} \text{ или } \begin{vmatrix} U_1 \\ I_1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} U_2 \\ I_2 \end{vmatrix}, \quad (3.1)$$

где U_1, I_1 — входные напряжение и ток, а U_2, I_2 — соответственно выходные. Существуют другие формы представления зависимости входных и выходных величин четырехполюсников с помощью Y, Z, H, G-параметров [3.8]. Представление в a-параметрах удобно, когда рассматриваются каскадно включенные четырехполюсники — в этом случае результирующая матрица a-параметров является произведением матриц a-параметров исходных четырехполюсников.

или через комплексную передаточную функцию $T_{гр}$, входное сопротивление громкоговорителей $\underline{Z}_{гр}$ и a_{11} и a_{12} — параметры разделительных фильтров:

$$\underline{T}_\Sigma = \underline{T}_{грнч}/(\underline{a}_{11\,нч} + \underline{a}_{12\,нч}/\underline{Z}_{грнч}) + \underline{T}_{грвч}/(\underline{a}_{11\,вч} + \underline{a}_{12\,вч}/\underline{Z}_{грвч}).$$

В общем виде для АС с n параллельно работающими каналами суммарная передаточная функция может быть записана в операторной форме

$$T_\Sigma(s) = \sum_{i=1}^{n} M_i\, T_{гр\,i}(s)/[a_{11\,i}(s) + a_{12\,i}(s)/Z_{гр\,i}(s)]. \qquad (3.2)$$

Входное сопротивление многополосной АС:

$$Z_\Sigma(s) = 1 \Bigg/ \sum_{i=1}^{n} \frac{a_{21\,i}(s)\, Z_{гр\,i}(s) + a_{22\,i}(s)}{a_{11\,i}(s)\, Z_{гр\,i}(s) + a_{12\,i}(s)},$$

где $s = j\omega$ — комплексная частота, $T_{гр\,i}(s)$ — передаточная функция громкоговорителя i-го канала, $Z_{гр\,i}$ — входное сопротивление громкоговорителя i-го канала, $a_{11\,i}(s)$, $a_{12\,i}(s)$, $a_{21\,i}(s)$ и $a_{22\,i}(s)$ — a-параметры разделительного фильтра i-го канала; $M_i = \pm 1$ — множитель, определяющий полярность включения громкоговорителя i-го канала.

Из выражения для операторной передаточной функции АС (3.2) можно найти:

амплитудно-частотную характеристику АС

$$20 \lg |T_\Sigma(s)| = 20 \lg \{\mathrm{Re}^2 [T_\Sigma(s)] + \mathrm{Im}^2 [T_\Sigma(s)]\}^{1/2}, \qquad (3.3)$$

где $\mathrm{Re}[T_\Sigma(s)]$ — реальная часть передаточной функции АС, $\mathrm{Im}[T_\Sigma(s)]$ — мнимая часть передаточной функции АС;

фазочастотную характеристику АС

$$\arg [T_\Sigma(s)] = \mathrm{arc\,tg}\, \{\mathrm{Im}\, [T_\Sigma(s)]/\mathrm{Re}\, [T_\Sigma(s)]\}, \qquad (3.4)$$

групповое время задержки АС

$$\tau_{гр}(\omega) = -d\, \{\arg [T_\Sigma(s)]\}/d\omega. \qquad (3.5)$$

Анализ выражения (3.2) показывает, что характеристики разделительных фильтров и характеристики громкоговорителей в равной степени участвуют в формировании передаточной функции АС, и именно поэтому, при конструировании разделительных фильтров необходимо учитывать характеристики реальных громкоговорителей. Как говорилось выше, на практике обычно рассматривают методы анализа и расчета разделительных фильтров в АС на основе модели с идеальными громкоговорителями. Это позволяет проводить анализ влияния фильтров на характеристики АС и рассчитывать доступными в инженерной практике методами структуру разделительных фильтров и значения элементов. Передаточная функция АС с идеальными громкоговорителями, т. е. при условии $T_{гр\,i} = 1$, $Z_{гр\,i}(s) = R_{гр\,i}$:

$$T_\Sigma(s) = \sum_{i=1}^{n} \frac{M_i}{A_{11\,i}(s) + A_{12\,i}(s)/R_{гр\,i}}.$$

В многополосных АС с активными фильтрами, включенными до усилителей звуковой частоты, влияние входного сопротивления громкоговорителей на фильтры отсутствует, т. е. $R \to \infty$ и тогда

$$T_{\Sigma}(s) = \sum_{i=1}^{n} M_i / A_{11i}(s) = \sum_{i=1}^{n} M_i T_i(s), \qquad (3.6)$$

где $T_i(s) = 1/A_{11i}(s)$ — передаточная функция по напряжению разделительного фильтра i-го канала.

Без потери общности можно рассмотреть свойства различных классов разделительных фильтров и их влияние на характеристики АС на примере идеализированной двухполосной АС.

Выражение (3.6) для двухполосной АС может быть переписано так:

$$T_{\Sigma}(s) = T_{\text{НЧ}}(s) + M_i T_{\text{ВЧ}}(s),$$

где $T_{\text{НЧ}}(s) = 1/G_n(s/\omega_{\text{НЧ}})$; $T_{\text{ВЧ}}(s) = 1/G_n(\omega_{\text{ВЧ}}/s)$, соответственно передаточные функции низкочастотного и высокочастотного каналов: $s = \mathrm{j}(\omega)$ — комплексная круговая частота; $\omega_{\text{НЧ}}$ и $\omega_{\text{ВЧ}}$ — круговые частоты среза фильтров (частоты разделения); $G_n(s) = a_n \cdot s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \ldots + a_1 s + 1$ — полином Гурвица.* Коэффициенты при степенях s выбираются в зависимости от вида полинома $G_n(s)$.

Как отмечалось выше, в последнее время в АС получают распространение разделительные фильтры «всепропускающего типа» [3.9], поэтому следует остановиться на их свойствах более подробно. Полиномы $G_n(s)$ нечетных степеней передаточных функций этих фильтров являются полиномами Баттерворта, а полиномы четных степеней образуются за счет возведения в квадрат полиномов Баттерворта в 2 раза меньшей степени, т. е. $G_2(s) = B^2{}_1(s)$, $G_4(s) = B^2{}_2(s)$ и т. д., где $B_1(s)$, $B_2(s)$, ..., $B_n(s)$ — полиномы Баттерворта. Особенностью этих фильтров является то, что при сложении сигналов низкочастотного и высокочастотного каналов суммарная АЧХ не зависит от частоты, но сигнал претерпевает частотно-зависимый фазовый сдвиг, т. е. передаточная функция обладает, подобно фазовому контуру, всепропускающими свойствами. Кроме того, как отмечалось выше, разделительные фильтры этого типа четных порядков обеспечивают симметричные характеристики направленности АС в области частоты разделения каналов [3.3]. Эти свойства фильтров обеспечиваются при определенной полярности включения каналов, т. е. громкоговорителей, в идеализированной модели АС. Для фильтров четных порядков существует только один вариант полярности включения (в зависимости от их порядка). Для фильтров нечетных порядков

---

* Знаменатели выражений для передаточных функций любых физически реализуемых и устойчивых линейных цепей и систем всегда являются полиномами Гурвица, корни которых лежат в левой полуплоскости комплексного переменного [3.8].

возможны два варианта включения (синфазное и противофазное), один из которых является предпочтительным с точки зрения фазовых искажений: синфазное включение каналов необходимо для фильтров четных порядков, имеющих степень $n=4m$, где $m=1$, 2, 3, ..., и предпочтительно для фильтров нечетных порядков, имеющих степень $n=4m+1$, где $m=0$, 1, 2, 3, ...; противофазное включение необходимо для фильтров четных порядков, имеющих степень $2(2m+1)$, где $m=0$, 1, 2, 3, ... , и предпочтительно для фильтров нечетных порядков, имеющих степень $2(2m+1)+1$, где $m=$ $=0$, 1, 2, 3, ...

В табл. 3.1 даны передаточные функции низкочастотного и высокочастотного каналов и суммарные передаточные функции по напряжению разделительных фильтров 1 ... 6-го порядка. В табл. 3.1 $B_n(s)$ — полином Баттерворта степени n. Для каждого нечетного порядка даны два варианта суммарных передаточных функций; предпочтительный с точки зрения фазовых искажений вариант включения дается первым. Знак «—» соответствует противофазному включению каналов.

Таблица 3.1

Порядок фильтра	Передаточная функция		
	НЧ канала	ВЧ канала	Суммарная
1	$\frac{1}{B_1(s)}$	$\frac{s}{B_1(s)}$	1
	$\frac{1}{B_1(s)}$	$-\frac{s}{B_1(s)}$	$\frac{B_1(-s)}{B_1(s)}$
2	$\frac{1}{B_1(s)^2}$	$-\frac{s^2}{B_1(s)^2}$	$\frac{B_1(-s)}{B_1(s)}$
3	$\frac{1}{B_3(s)}$	$-\frac{s^3}{B_3(s)}$	$\frac{B_1(-s)}{B_1(s)}$
	$\frac{1}{B_3(s)}$	$\frac{s^3}{B_3(s)}$	$\frac{1-s+s^2}{1+s+s^2}$
4	$\frac{1}{B_2(s)^2}$	$\frac{s^4}{B_2(s)^2}$	$\frac{B_2(-s)}{B_2(s)}$
5	$\frac{1}{B_5(s)}$	$\frac{s^5}{B_5(s)}$	$\frac{1-1{,}618\,s+s^2}{1+1{,}618\,s+s^2}$
	$\frac{1}{B_5(s)}$	$\frac{-s^5}{B_5(s)}$	$\frac{(1-s)(1-0{,}618\,s+s^2)}{(1+s)(1+0{,}618\,s+s^2)}$
6	$\frac{1}{B_3(s)^2}$	$\frac{-s^6}{B_3(s)^2}$	$\frac{B_3(-s)}{B_3(s)}$

Продолжение параграфа 3.2 в следующем файле (32h.djvu) ------------>

В табл. 3.2 даны выражения для полиномов Баттерворта 1 ... 6-го порядка.

Таблица 3.2

Порядок полинома	Полином Баттерворта
$B_1(s)$	$(1+s)$
$B_2(s)$	$(1+1{,}414s+s^2)$
$B_3(s)$	$(1+s)(1+s+s^2)$
$B_4(s)$	$(1+0{,}7654s+s^2)(1+1{,}848s+s^2)$
$B_5(s)$	$(1+s)(1+0{,}6180s+s^2)(1+1{,}618s+s^2)$
$B_6(s)$	$(1+0{,}5176s+s^2)(1+1{,}414s+s^2)(1+1{,}932s+s^2)$

На рис. 3.2 и 3.3 даны АЧХ и ФЧХ низкочастотного и высокочастотного каналов 1 ... 6-го порядка. Частоты разделения для фильтров нечетных порядков отсчитываются по уровню — 3 дБ,

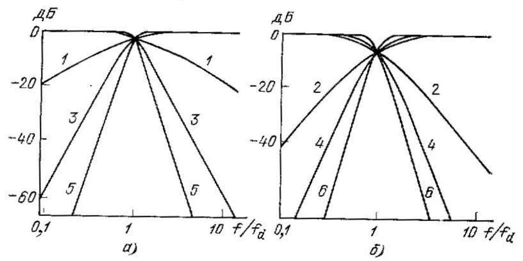


Рис. 3.2. АЧХ разделительных фильтров «всепропускающего» типа 1... 6-го порядков:
а — нечетные порядки; *б* — четные порядки

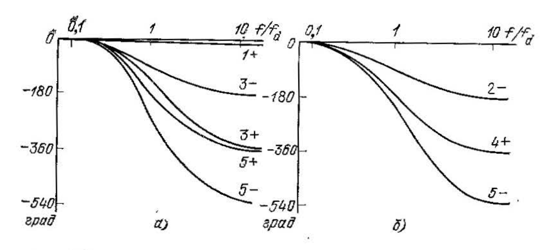


Рис. 3.3. ФЧХ разделительных фильтров «всепропускающего» типа 1-го ... 6-го порядков:
а) нечетные порядки; *б*) четные порядки

а фильтров четных порядков — 6 дБ. Для нечетных порядков знак перед АЧХ высокочастотного канала обозначает полярность включения.

Зависимости нормированных значений ГВЗ фильтров нечетных порядков от частоты даны на рис. 3.4,*а*, ГВЗ фильтров четных порядков — на рис. 3.4,*б*. На рис. 3.4,*а* сплошной линией изоб-

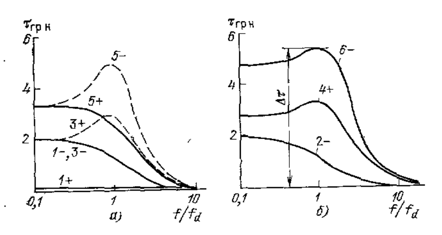


Рис. 3.4. Характеристики ГВЗ разделительных фильтров «всепропускающего» типа 1 ... 6-го порядков:
а — нечетные порядки; *б* — четные порядки

ражены ГВЗ фильтров нечетных порядков, соответствующие меньшим искажениям ГВЗ, штриховой — бóльшим.

Реальные значения ГВЗ рассчитываются по формуле $\tau_{гр.р} = \tau_{гр.н}/2\pi f_d$; где $\tau_{гр.р}$ — реальное ГВЗ, с; $\tau_{гр.н}$ — нормированное ГВЗ; f_d — частота разделения.

Фильтры одного и того же порядка при разных значениях частоты разделения будут вносить разное отклонение ГВЗ от постоянного значения, что является мерой фазовых искажений (см. гл. 1). Так, например, фильтры четвертого порядка при частоте разделения f_d = =500 Гц имеют максимальный выброс ГВЗ 1 мс, а при частоте разделения f_d = =5000 Гц только 0,1 мс (рис. 3.5). Таким образом, утверждение, что фильтры более высоких порядков вносят большие переходные, фазовые, искажения ГВЗ, применительно к АС некорректно. Необходимо сопоставлять конкретные значения этих искажений в реальных АС с субъективными порогами их восприятия.



Рис. 3.5. Зависимость от частоты максимальной неравномерности ГВЗ разделительных фильтров «всепропускающего» типа 1 ... 6-го порядков (*а*), порог слышимости неравномерности ГВЗ (*б*)

Отличительной чертой фильтров «всепропускающего типа» является идентичность формы фазочастотных характеристик по напряжению низкочастотного и высокочастотного каналов.

Разность ФЧХ каналов:

<---------- Начало параграфа 3.2 в предыдущем файле (31-32h.djvu)

для фильтров нечетных порядков

$$\arg[T_{ВЧ}(s)] - \arg[T_{НЧ}(s)] = n\,\pi/2, \quad (3.7)$$

где $n=1, 3, 5, \ldots$;

для фильтров четных порядков

$$\arg[T_{ВЧ}(s)] - \arg[T_{НЧ}(s)] = 2\pi\,n, \quad (3.8)$$

где $n=1, 2, 3, \ldots$

Следует заметить, что выражения (3.8) и (3.9) строго справедливы только при условии идеальности громкоговорителей. В реальных АС условие идентичности ФЧХ каналов во всех рабочем диапазоне частот АС не выполняется из-за влияния ФЧХ громкоговорителей, но может обеспечиваться в области частот совместной работы разделяемых каналов либо путем дополнительной коррекции ФЧХ громкоговорителей либо за счет применения оптимальных методов проектирования фильтров, о чем будет сказано ниже.

Затрагивая вопрос согласования фазочастотных характеристик каналов реальных АС, нельзя не заметить, что существенное влияние на суммарные ФЧХ и АЧХ АС оказывает размещение громкоговорителей в корпусе АС «по глубине». В литературе встречается утверждение, что при размещении громкоговорителей в одной плоскости на фронтальной панели АС «акустические центры» излучения громкоговорителей могут не совпадать и высокочастотный громкоговоритель находится как бы ближе к слушателю [3.10]. В связи с этим предлагается выравнивать их так, чтобы звуковые катушки находились в одной вертикальной плоскости. В действительности картина выглядит сложнее: задержка спектральных составляющих сигнала во времени зависит не только от расстояния между громкоговорителем и слушателем, но и от крутизны ФЧХ (т. е. ГВЗ) каскадно включенных разделительного фильтра и громкоговорителя. Совпадение не только абсолютных значений ФЧХ разделяемых каналов, но и скорости изменения ФЧХ от частоты, т. е. ГВЗ, в области частот разделения, и является критерием оптимальности пространственного выравнивания «акустических центров» громкоговорителей. При этом высокочастотный громкоговоритель может быть не сдвинут в физическом смысле относительно низкочастотного, но будет воспроизводить сигнал с требуемой задержкой за счет влияния соответствующей фазочастотной характеристики разделительных фильтров высокочастотного канала (отличие состоит в том, что пространственный сдвиг громкоговорителя обеспечивает частотно-независимую задержку во всем диапазоне частот, тогда как задержка электрическим путем обеспечивается только в ограниченном диапазоне.

Электрическая задержка требует усложнения разделительных фильтров или оптимизации фильтров на ЭВМ, а пространственная «акустическая» задержка требует применения специальной конструкции корпуса АС — как это сделано, например, в отечественной акустической системе 100АС-003 (см. гл. 6).

Сдвиг высокочастотного громкоговорителя на несколько сан-

тиметров без учета его фазочастотной характеристики, как это сделано в некоторых неудачных конструкциях АС, соответствует абсолютным значениям времени задержки, на слух не ощущаемым, но тем не менее приводит к искажению тембральной окраски звучания из-за возникающих при этом интерференционных пиков-провалов АЧХ и ГВЗ АС за счет рассогласования ФЧХ каналов по звуковому давлению.

Следующим типом разделительных фильтров, применяемых в АС, являются фильтры «постоянного входного сопротивления». Эти фильтры имеют постоянное входное сопротивление в случае равенства и активного характера сопротивлений нагрузки низкочастотного и высокочастотного каналов. Полиномы $G_n(s)$ знаменателя передаточной функции четных и нечетных степеней являются полиномами Баттерворта степени n.

Таким образом, фильтры «постоянного входного сопротивления» нечетных порядков ничем не отличаются от фильтров «всепропускающего типа» нечетных порядков, а фильтры постоянного входного сопротивления четных порядков в отличие от фильтра «всепропускающего типа» имеют АЧХ с выбросом, достигающим максимального значения 3 дБ на частоте разделения. Из-за этого недостатка фильтры такого типа далее рассматриваться не будут.

Еще одним типом разделительных фильтров, применяемых в АС некоторыми фирмами — разработчиками, являются фильтры с нулевой фазовой характеристикой, называемые также фильтрами «постоянного напряжения» [3.2, 3.10]. Идея образования передаточных функций фильтров этого класса станет ясна из следующего выражения (на примере идеализированной двухполосной АС):

$$T_{\Sigma}(s) = T_{\text{НЧ}}(s) + T_{\text{ВЧ}}(s) = 1. \quad (3.9)$$

Суммарная АЧХ АС частотно-независима, а ФЧХ равна нулю на всех частотах, т. е. суммарный сигнал АС (с идеальными громкоговорителями) не претерпевает ни амплитудных, ни фазовых искажений. К этому классу фильтров относится всепропускающий фильтр первого порядка (см. табл. 3.1 — случай включения каналов в фазе).

Передаточная функция фильтров с равной нулю на всех частотах ФЧХ образуется за счет того, что полином знаменателя — $G_n(s)$ разбивается на два полинома, образующих числители передаточных функций низкочастотного и высокочастотного каналов:

$$G_n(s) = N_{\text{НЧ}}(s/\omega_d) + N_{\text{ВЧ}}(s/\omega_d),$$

где порядок $N_{\text{ВЧ}}(s/\omega_d)$ всегда больше порядка $N_{\text{НЧ}}(s/\omega_d)$, ω_d — круговая частота разделения. Передаточные функции каналов можно записать в виде:

$$T_{\text{НЧ}}(s) = \frac{N_{\text{НЧ}}(s/\omega_d)}{G_n(s/\omega_d)}, \quad T_{\text{ВЧ}}(s) = \frac{N_{\text{ВЧ}}(s/\omega_d)}{G_n(s/\omega_d)}.$$

Суммарная ФЧХ этих фильтров по напряжению равна нулю на всех частотах, однако отдельные ФЧХ низкочастотного и высокочастотного каналов не равны нулю и не идентичны по форме. Разница ФЧХ низкочастотного и высокочастотного каналов всегда нелинейна и лежит в пределах

$$120° \leqslant \arg[T_{\text{НЧ}}(s)] - \arg[T_{\text{ВЧ}}(s)] \leqslant 180°.$$

АЧХ низкочастотного и высокочастотного каналов в идеализированной АС с фильтрами этого типа могут быть симметричными и несимметричными относительно частоты разделения (рис. 3.6).

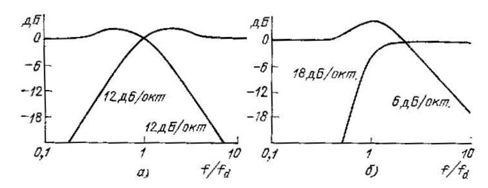


Рис. 3.6. АЧХ разделительных фильтров с нулевой ФЧХ:
а) симметричные 3-го порядка, *б*) асимметричные 3-го порядка

Асимметричные фильтры формируются, если $N_{\text{НЧ}}(s) = 1$ или $N_{\text{ВЧ}}(s) = s^n$. Если n — нечетное, то симметричные АЧХ образуются так, что первые $(1+n)/2$ членов полинома $G_n(s)$ образуют числитель $N_{\text{ВЧ}}(s)$, а остальные $(1+n)/2$ образуют числитель $N_{\text{НЧ}}(s)$.

Если n — четное, то первые $n/2$ членов $G_n(s)$ и половина $1+n/2$ члена $G_n(s)$ образуют числитель $T_{\text{ВЧ}}(s)$, а оставшиеся $n/2$ члена $G_n(s)$ и вторая половина $1+n/2$ члена $G_n(s)$ образуют числитель $T_{\text{НЧ}}(s)$.

В табл. 3.3 приведены примеры передаточных функций фильтров с нулевой ФЧХ различного порядка и типа, образуемых из полиномов Баттерворта $[G_n(s) = B_n(s)]$.

На рис. 3.6 приведены АЧХ фильтров 3-го порядка из табл. 3.3. Как говорилось выше, фильтры этого класса не нашли применения в разработках АС класса Hi—Fi последних лет из-за плохих избирательных свойств, большой неравномерности зависимости суммарной мощности сигнала на выходе фильтра от частоты, падения величины модуля сопротивления АС в области частоты разделения (при равенстве входных сопротивлений низкочастотного и высокочастотного громкоговорителей), плохих характеристик направленности АС в полосе разделения, необходимости применения среднечастотного громкоговорителя с более высоким КПД, чем у низкочастотного и высокочастотного громкоговорителей в

Таблица 3.3

Порядок фильтра	Тип фильтра	$T_{нч}(s)$	$T_{вч}(s)$
1	Симметричный	$\dfrac{1}{1+s}$	$\dfrac{s}{1+s}$
2	— » —	$\dfrac{s/\sqrt{2}+1}{s^2+\sqrt{2}s+1}$	$\dfrac{s^2+s/\sqrt{2}}{s^2+\sqrt{2}s+1}$
2	Асимметричный	$\dfrac{\sqrt{2}s+1}{s^2+\sqrt{2}s+1}$	$\dfrac{s^2}{s^2+\sqrt{2}s+1}$
3	Симметричный	$\dfrac{2s+1}{s^3+2s^2+2s+1}$	$\dfrac{s^3+2s^2}{s^3+2s^2+2s+1}$
4	Асимметричный	$\dfrac{2s^2+2s+1}{s^3+2s^2+2s+1}$	$\dfrac{s^3}{s^3+2s^2+2s+1}$

случае применения в трехполосной АС фильтров с порядком выше второго [3.11].

Таким образом, можно сделать вывод о том, что наиболее перспективны для использоваиия в современных АС разделительные фильтры «всепропускающего типа» ввиду их свойств, рассмотренных выше на математической модели АС с идеальными громкоговорителями.

Вопросы приближения реальных характеристик АС к желаемым будут рассмотрены в § 3.5.

Как говорилось выше, выбор значений частот разделения влияет на равномерность характеристик направленности в полосах разделения, т. е. на равномерность частотной характеристики акустической мощности АС. Помимо этого, в полосах раздела частотных каналов АЧХ и ФЧХ разделительных фильтров оказывают влияние на ориентацию главного лепестка характеристики направленности АС в плоскости, проходящей через оси громкоговорителей. Проанализируем влияние разделительных фильтров на характеристики направленности АС на модели двухполосной АС с идеальными громкоговорителями (рис. 3.7).

При построении модели приняты следующие допущения: громкоговорители размещены один под другим в вертикальной плоскости; характеристики направленности громкоговорителей идентичны характеристикам направленности поршневых излучателей соответствующего диаметра, поме-

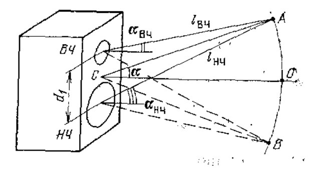


Рис. 3.7. Идеализированная модель двухполосной АС

щенных в бесконечный экран; громкоговорители не вносят амплитудно-частотных и фазочастотных искажений в воспроизводимый сигнал.

Измерение характеристик направленности АС происходит в дальнем поле, т. е. $l \gg d_1$, где d_1 — расстояние между низкочастотным и высокочастотным громкоговорителем, l — расстояние между точкой C на фронтальной поверхности АС, равноудаленной от центров громкоговорителей и исходной точкой измерения характеристик АС — O, лежащей на нормали к фронтальной поверхности АС (рис. 3.7).

Передаточную функцию двухполосной АС (зависящую помимо частоты и от координаты точки пространства) можно представить в полярных координатах в виде;

$$T_\Sigma(s,\ \alpha) = (K_{нч}/l_{нч})\,[T_{нч}(s)\,D_{нч}(\alpha_{нч})\exp(-s\,l_{нч}/c)] + \\ + K_{вч}/l_{вч}\,[T_{вч}(s)\,D_{вч}(\alpha_{вч})\exp(-s\,l_{вч}/c)],$$

где $K_{нч}$ и $K_{вч}$ — константы, зависящие от параметров громкоговорителей [3.7]; $l_{бч}$ и $l_{нч}$ — расстояние от высокочастотного и низкочастотного, соответственно громкоговорителя до точки A (рис. 3.7); $\alpha_{нч}$ и $\alpha_{вч}$ — углы между акустической осью АС и прямыми, соединяющими центры громкоговорителей с точкой A; α — угол между нормалью и прямой, соединяющей точку C с точкой A; $D_{нч}(\alpha_{нч})$ и $D_{вч}(\alpha_{вч})$ — характеристики направленности соответственно низкочастотного и высокочастотного громкоговорителей; $s = j\omega$ — комплексная частота; c — скорость звука; $\exp(-sl_{нч}/c)$ и $\exp(-sl_{вч}/c)$ — множители, характеризующие дополнительный линейно зависящий от частоты фазовый сдвиг, т. е. задержку сигнала во времени за счет расстояния $l_{нч}$ и $l_{вч}$ обусловленную разнесением громкоговорителей в корпусе АС на расстоянии d_1; $T_{нч}(s)$ и $T_{вч}(s)$ — операторные передаточные функции разделительных фильтров низкочастотного и высокочастотного каналов.

В силу принятого выше условия идеальности громкоговорителей (АЧХ=const, ФЧХ=0) характер передаточной функции рассматриваемой АС зависит от передаточных функций фильтров, характеристик направленности громкоговорителей и линейно зависящих от частоты фазовых набегов, обусловленных соизмеримым с длиной излучаемых волн расстоянием между громкоговорителями, размещенными в корпусе АС.

На рис. 3.8 построены характеристики направленности рассматриваемой модели АС с различными типами фильтров. Зависимости построены при условии $d_1/\lambda = 1$, где λ — длина волны на частоте раздела частотных каналов f_d. Частота раздела выбрана так, что в пределах изменения угла α (0 ... 15°) характеристики направленности $D_{нч}(\alpha_{нч})$ и $D_{вч}(\alpha_{вч})$ меняются незначительно (что справедливо для большинства реальных АС при $\alpha \leqslant 15°$ и $d/\lambda \approx 1$). На рис. 3.9 даны соответственно характеристики направленности модели АС на частоте раздела в функции угла α.

Рис. 3.8. Характеристики направленности идеальной двухполосной АС с разделительными фильтрами различного типа и порядка:
а) 1-го порядка; *б*) асимметричными 2-го порядка с нулевой фазой; *в*) 3-го порядка «постоянного входного сопротивления», г) 4-го порядка «всепропускающего» типа

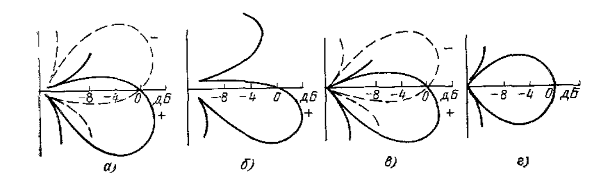


Рис. 3.9. Ориентация главного лепестка характеристики направленности на частоте раздела идеализированной двухполосной АС с разделительными фильтрами:
а) 1-го порядка; *б*) асимметричными 2-го порядка с нулевой фазой; *в*) 3-го порядка «постоянного входного сопротивления»; *г*) 4-го порядка «всепропускающего» типа.

«+» и «—» — синфазное и, соответственно, противофазное включение каналов

Анализ характеристик направленности АС с различными типами фильтров позволяет сделать ряд интересных выводов:

в зависимости от типа и порядка фильтров характеристики направленности в полосе разделения частотных каналов носят различный характер — фильтры более низких порядков вносят искажения характеристики направленности в более широком диапазоне частот;

ширина главного лепестка характеристики направленности на частоте разделения зависит от соотношения расстояния между громкоговорителями и длины волны, соответствующей частоте разделения, а наклон лепестка зависит от соотношения амплитуд и фаз сигналов разделяемых каналов, что определяется, в свою очередь, типом применяемых фильтров;

повышение порядка разделительных фильтров приводит к сужению области частот, в которой АЧХ АС претерпевает искажение при изменении угла α в вертикальной плоскости (рис. 3.7);

наихудшие характеристики направленности обусловливаются фильтрами с линейной фазовой характеристикой (рис. 3.8,*а*,*б*; рис. 3.9,*а*, *б*);

изменение полярности включения громкоговорителя (в идеализированной модели) на 180° приводит к тому, что лепесток характеристики направленности, если он несимметричен относительно оси АС, зеркально изменяет свой наклон относительно оси, но остается по-прежнему несимметричным (рис. 3.8,*а*, *в*, рис. 3.9,*а*, *в*).

Разделительные фильтры «всепропускающего типа» обеспечивают симметричные относительно рабочей оси характеристики направленности АС в вертикальной плоскости (рис. 3.8,*г*; 3.9,*г*). Симметричные характеристики направленности, в свою очередь, обусловливают наибольшую равномерность излучаемой мощности в угле $\pm\alpha$. Симметричные характеристики обусловлены идентичностью фазочастотных характеристик разделяемых каналов [3.3].

Помимо влияния на характеристики направленности АС по АЧХ, разделительные фильтры оказывают также влияние на характеристики направленности по ФЧХ и ГВЗ (рис. 3.10). Анализ характеристик направленности АС по ГВЗ позволяет сделать несколько интересных наблюдений:

1) даже оптимальные с точки зрения симметрии характеристик направленности по АЧХ разделительные фильтры четных порядков с плоской АЧХ имеют несимметричные характеристики направленности по ГВЗ. Это говорит о том, что характер переходных процессов, несмотря на симметрию АЧХ, будет различен при одинаковых углах смещения в верхней и нижней полуплоскости;

2) частоты раздела в области максимальной чувствительности слуха к искажениям АЧХ и ГВЗ, т. е. вблизи 1 ... 2 кГц, могут приводить к тому, что АЧХ и ГВЗ АС, попадая на рабочей оси АС с большим запасом в допустимые границы, диктуемые порогами слышимости, могут, однако, выходить за допустимые границы в других точках пространства;

3) фильтры с линейной фазовой характеристикой могут вносить фазовые искажения при смещении точки измерения не меньше, чем фильтры с плоской АЧХ (всепропускающего типа), как видно из рис. 3.10.

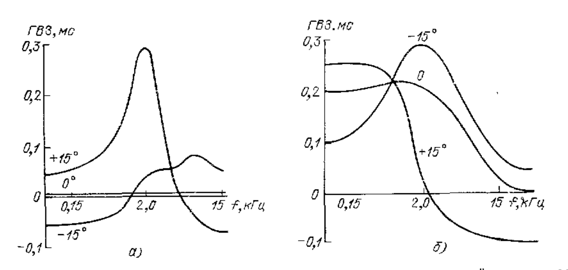


Рис. 3.10. Характеристики направленности ГВЗ идеализированной двухполосной АС с разделительными фильтрами:

а) 1-го порядка; *б*) 4-го порядка «всепропускающего» типа

3.3. РАСЧЕТ ПАССИВНЫХ РАЗДЕЛИТЕЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ В АКУСТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

Как было сказано выше, разделительные фильтры с плоской АЧХ обладают рядом преимуществ перед фильтрами других типов и являются наиболее употребимыми в настоящее время в АС класса Hi—Fi, поэтому в методике расчета будет рассмотрен только этот тип фильтров. Суть расчета состоит в том, что сначала разделительные фильтры рассчитываются из условия активной нагрузки и источника напряжения с бесконечно малым выходным сопротивлением (что справедливо для современных усилителей звуковой частоты), а затем принимаются меры, направленные на снижение влияния амплитудно-частотных и фазочастотных искажений громкоговорителей и комплексного характера их входного сопротивления на характеристики фильтров.

Расчет разделительных фильтров начинается с определения их порядка и нахождения параметров элементов лестничного фильтра прототипа нижних частот [3.1]. Фильтром-прототипом называется лестничный фильтр нижних частот, значения элементов которого нормированы относительно единичной частоты среза и единичной активной нагрузки. Рассчитав элементы фильтра нижних частот определенного порядка при реальной частоте среза и реальном значении сопротивления нагрузки, можно путем применения преобразования частоты определить схему и рассчитать значения элементов фильтра верхних частот и полосового фильтра соответствующего порядка. Нормированные значения элементов

фильтра-прототипа, работающего от источника напряжения, определяются путем разложения в цепную дробь его выходной проводимости Y_{22} [3.1]. Нормированные значения элементов фильтров-прототипов для расчета разделительных фильтров «всепропускающего типа с плоской АЧХ» 1 ... 6-го порядка сведены в табл. 3.4.

Таблица 3.4

Порядок фильтров	Значение нормированных параметров элементов α					
	1	2	3	4	5	6
1	1,0	—	—	—	—	—
2	2,0	0,50	—	—	—	—
3	1,50	1,33333	0,50	—	—	—
4	1,88562	1,59099	0,94281	0,35355	—	—
5	1,54511	1,69440	1,38198	0,89443	0,30901	—
6	1,80	1,85185	1,47273	1,12037	0,72727	0,50

На рис. 3.11 представлена схема фильтра-прототипа шестого порядка. Схемы фильтров прототипов меньших порядков образуются путем отбрасывания соответствующих элементов — α (начиная с бо́льших) — например, фильтр-прототип 1-го порядка состоит из одной индуктивности α_1 и нагрузки $R_н$.

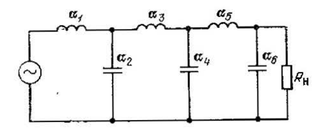


Рис. 3.11. Схема односторонне нагруженного фильтра-прототипа нижних частот 6-го порядка

Значение реальных параметров элементов, соответствующих выбранному порядку разделительных фильтров, сопротивлению нагрузки $R_н$ (Ом) и частоте среза (разделения) f_d (Гц) рассчитываются следующим образом:

а) для фильтра нижних частот:

каждый элемент α-индуктивность фильтра-прототипа переводится в реальную индуктивность (Гн), рассчитываемую по формуле

$$L = \alpha R_н / 2\pi f_d. \qquad (3.10)$$

Каждый элемент α-емкость фильтра-прототипа переводится в реальную емкость (Ф), расчитываемую по формуле

$$C = \alpha / 2\pi f_d R_н; \qquad (3.11)$$

б) для фильтра верхних частот:

каждый элемент α-индуктивность фильтра-прототипа заменяется реальной емкостью рассчитываемой по формуле:

$$C = 1/2\pi f_d \alpha R_н, \qquad (3.12)$$

каждый элемент α-емкость фильтра-прототипа заменяется реальной индуктивностью, рассчитываемой по формуле:

$$L = R_н/2\pi f_d \alpha; \qquad (3.13)$$

в) для полосового фильтра:

каждый элемент α-индуктивность заменяется на последовательный контур, состоящий из реальных L и C-элементов, рассчитываемых по формулам

$$L = \alpha R_н/2\pi (f_{d2} - f_{d1}), \qquad (3.14)$$

где f_{d1} и f_{d2} — соответственно нижняя и верхняя частоты среза полосового фильтра:

$$C = 1/4\pi^2 f_0^2 L, \qquad (3.15)$$

где $f_0 = \sqrt{f_{d1} f_{d2}}$ — средняя частота полосового фильтра.

Каждый элемент α-емкость заменяется на параллельный контур, состоящий из реальных L и C-элеменов, рассчитываемых по формулам:

$$C = \alpha/2\pi (f_{d2} - f_{d1}) R_н, \quad L = 1/4\pi^2 f_0^2 C. \qquad (3.16), (3.17)$$

Пример. Требуется рассчитать значения элементов разделительных фильтров для трехполосной АС.

Выбираем разделительные фильтры второго порядка. Пусть выбранные значения частот разделения составляют: между низкочастотным и среднечастотным каналом $f_{d1} = 500$ Гц, между среднечастотными и высокочастотными $f_{d2} = 5000$ Гц. Сопротивление громкоговорителей на постоянном токе: низкочастотного и среднечастотного — 8 Ом, высокочастотного — 16 Ом.

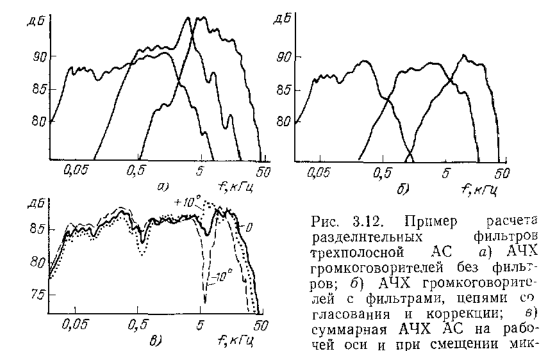


Рис. 3.12. Пример расчета разделительных фильтров трехполосной АС а) АЧХ громкоговорителей без фильтров; б) АЧХ громкоговорителей с фильтрами, цепями согласования и коррекции; в) суммарная АЧХ АС на рабочей оси и при смещении микрофона на угол ±10° в вертикальной плоскости

Амплитудно-частотные характеристики громкоговорителей, измеренные в заглушенной камере на рабочей оси АС на расстоянии 1 м, изображены на рис. 3.12,*а* (низкочастотный громкоговоритель 100ГД-1, среднечастотный 30ГД-8, высокочастотный 10ГД-43).

Рассчитаем фильтр нижних частот:

Значение нормированных параметров элементов определим из табл. 3.4: $\alpha_1=2{,}0$, $\alpha_2=0{,}5$.

Из рис. 3.11 определяем схему фильтра-прототипа нижних частот: фильтр состоит из индуктивности α_1, емкости α_1 и нагрузки $R_н$.

Значения реальных элементов фильтра нижних частот находим по выражениям (3.10) и (3.11):

$$L_{1\,НЧ}=\alpha R_н/2\pi f_{d1}=2{,}0\cdot 8{,}0/(2\cdot 3{,}14\cdot 500)=5{,}1 \text{ мГн},$$

$$C_{1\,НЧ}=\alpha/2\pi f_{d1} R_н=0{,}5/(2\cdot 3{,}14\cdot 500\cdot 8{,}0)=20 \text{ мкФ}.$$

Значения элементов полосового фильтра (для среднечастотного громкоговорителя) определяем в соответствии с выражениями (3.14)...(3.17).

$$L_{1\,СЧ}=\alpha_1 R_н/2\pi (f_{d2}-f_{d1})=2{,}0\cdot 8{,}0/2\cdot 3{,}14\,(5000-500)=0{,}566 \text{ мГн},$$

$$C_{1\,СЧ}=1/4\pi^2 f_0^2 L_{1\,СЧ}=1/4\cdot 3{,}14^2\cdot 5000\cdot 500\cdot 5{,}66\cdot 10^{-4}=18 \text{ мкФ},$$

$$C_{2\,СЧ}=\alpha_2/2\pi (f_{d2}-f_{d1}) R_н=0{,}5/2\cdot 3{,}14\,(5000-500)\cdot 8{,}0=2{,}2 \text{ мкФ}$$

$$L_{2\,СЧ}=1/4\pi^2 f_0^2 C_{2\,СЧ}=1/4\cdot 3{,}14^2\cdot 5000\cdot 500\cdot 2{,}2\cdot 10^{-6}=4{,}6 \text{ мГн}.$$

Значения элементов фильтра верхних частот определяем в соответствии с выражениями (3.12, 3.13):

$$C_{1\,ВЧ}=1/2\pi f_{d2}\alpha_1 R_н=1/(2\cdot 3{,}14\cdot 5000\cdot 2{,}0\cdot 16)=1{,}00 \text{ мкФ},$$

$$L_{2\,ВЧ}=R_н/2\pi f_{d2}\alpha_2=16/(2\cdot 3{,}14\cdot 5000\cdot 2{,}0)=0{,}25 \text{ мГн}.$$

Для согласования фильтров с входным комплексным сопротивлением громкоговорителей может применяться специальная согласующая цепь. При отсутствии этой цепи входное сопротивление громкоговорителя оказывает влияние на АЧХ и ФЧХ разделительных фильтров (что подтверждается выражением (3.2)). Параметры элементов согласующей цепи, включаемой параллельно громкоговорителю, находятся из условия:

$$Y_с(s)+Y_{ГР}(s)=1/R_E,$$

где $Y_С(s)$ — проводимость согласующей цепи, $Y_{ГР}(s)$ — входная проводимость громкоговорителя, R_E — электрическое сопротивление громкоговорителя на постоянном токе.

Схема согласующей цепи изображена на рис. 3.13. Цепь является дуальной по отношению к эквивалентной электрической схеме громкоговорителя. Значения элементов цепи определяем следующим образом:

$$R_{K1}=R_E,\ C_{K1}=L_{VC}/R_E^2. \qquad (3.18),\ (3.19)$$

$$R_K=R_E^2/R_{ES}=Q_{ES}R_E/Q_{MS},\ C_K=L_{CES}/R_E^2=1/Q_{ES}R_E 2\pi f_S,$$

$$L_K=C_{MES} R_E^2=Q_{ES}R_E/2\pi f_S,$$

где L_{VC} — индуктивность звуковой катушки, f_S, C_{MES}, L_{CES}, R_{ES} — электромеханические параметры громкоговорителя, определяемые в гл. 4.

Для компенсации входного сопротивления низкочастотного громкоговорителя применяют упрощенную цепь, состоящую из последовательно включенных сопротивления $R_{К1}$ и емкости $C_{К1}$. Это объясняется тем, что механический резонанс громкоговорителя не оказывает влияния на характеристики фильтра нижних частот и компенсируется только индуктивный характер входного сопротивления громкоговорителя. Целесообразность подключения полной согласующей цепи к высокочастотным и среднечастотным громкоговорителям оправдана в том случае, если резонансная частота громкоговорителя находится вблизи частоты среза фильтра верхних частот или нижней частоты среза полосового фильтра. В том случае, если частоты среза фильтров значительно выше резонансных частот громкоговорителей, включение упрощенной цепи является достаточным.

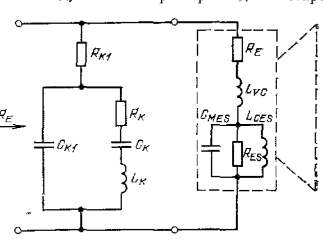


Рис. 3.13. Схема согласующей цепи для компенсации комплексного характера входного сопротивления громкоговорителя

Влияние входного комплексного сопротивления громкоговорителей можно рассмотреть на примере разделительных фильтров второго порядка верхних и нижних частот [3.12] (рис. 3.14). Параметры НЧ громкоговорителя выбраны та-

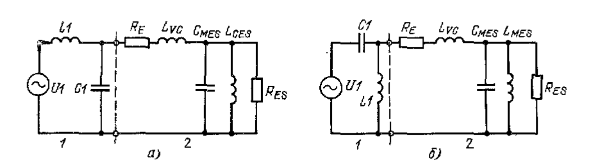


Рис. 3.14. Электрическая эквивалентная схема громкоговорителя с разделительными фильтрами 2-го порядка:
а — с фильтром нижних частот; *б* — с фильтром верхних частот;
1 — фильтр; *2* — громкоговоритель

ким образом, что его АЧХ соответствует аппроксимации по Баттерворту, т. е. полная добротность $Q_{TS}=0{,}707$. Частота среза фильтра нижних частот выбрана в 10 раз больше резонансной частоты громкоговорителя $f_d=10f_S$. Индуктивность звуковой катушки выбрана из условия: $Q_{VC}=0{,}1$, где Q_{VC} — добротность звуковой катушки, определяемая как

$$Q_{VC}=L_{VC}\,2\pi f_S/R_E,$$

где f_S — резонансная частота громкоговорителя, R_E — сопротивление звуковой катушки на постоянном токе, L_{VC} — индуктивность звуковой катушки.

Значение $Q_{VC}=0{,}1$ соответствует среднестатистическому значению индуктивности звуковой катушки мощных низкочастотных громкоговорителей.

Вследствие этого можно считать, что индуктивность звуковой катушки L_{VC} и активное сопротивление R_E включены параллельно емкости фильтра C_1 и образуют в области частоты среза фильтра широкий максимум АЧХ входного сопротивления, за которым следует острый провал (рис. 3.15,*а*). Соответствующие изменения АЧХ фильтра по напряжению заключаются в небольшом подъеме АЧХ на частоте $f \approx 2f_S$ (вследствие индуктивности звуковой катушки) и плавном провале, за которым следует резкий пик АЧХ из-за резонанса цепи, образуемой индуктивностью звуковой катушки и емкостью разделительного фильтра. Соответствующие изменения АЧХ и $Z_{вх}$ после включения согласующей цепи из последовательно включенного резистора и конденсатора показаны на рис. 3.15,*а*

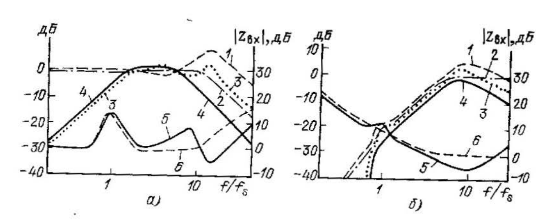


Рис. 3.15. АЧХ и входное сопротивление разделительных фильтров 2-го порядка, нагруженных на громкоговоритель:
а) фильтр нижних частот; *б*) фильтр верхних частот;

1 — АЧХ по напряжению на выходе фильтра без согласующей цепи; *2* — АЧХ по напряжению на выходе фильтра с согласующей цепью; *3* — АЧХ по звуковому давлению без согласующей цепи; *4* — АЧХ по звуковому давлению с согласующей цепью; *5* — входное сопротивление фильтра с громкоговорителем без согласующей цепи; *6* — входное сопротивление фильтра с громкоговорителем с согласующей цепью

(кривые *2*, *4*, *6*). Включение согласующей цепи приближает характер входного сопротивления громкоговорителя к активному и АЧХ разделительного фильтра по напряжению к желаемому. Однако вследствие влияния индуктивности звуковой катушки АЧХ по звуковому давлению отличается от желаемой (кривая *4*), поэтому даже после включения согласующей цепи иногда требуется небольшая подстройка элементов фильтров и цепи согласования.

В случае фильтра верхних частот влияние комплексного характера входного сопротивления громкоговорителя на входное сопротивление и АЧХ фильтра носит иной характер. Если частота среза фильтра верхних частот находится вблизи частоты резонанса громкоговорителя f_S (случай, иногда встречающийся в фильтрах для среднечастотных громкоговорителей, но практически невозможный для высокочастотных громкоговорителей), входное сопротивление фильтра верхних частот с громкоговорителем без согласующей цепи может иметь глубокий провал вследствие того, что на частоте резонанса громкоговорителя f_S его входное сопротивление значительно возрастает и имеет чисто активный характер. Фильтр оказывается как бы на холостом ходу, из-за резкого возрастания сопротивления нагрузки и его входное сопротивление определяется последовательно включенными элементами C_1, L_1. Чаще встречается ситуация, когда частота среза фильтра верхних частот f_d значительно выше частоты резонанса громкоговорителя f_S. На рис. 3.15,*б* дан пример влияния входного сопротивле-

ния громкоговорителя и его компенсации на АЧХ фильтра верхних частот по напряжению и звуковому давлению. Частота среза фильтра выбрана значительно выше частоты резонанса громкоговорителя $f_d \approx 8f_S$, параметры громкоговорителя $Q_{TS}=1{,}5$, $Q_{MS}=10$, $Q_{VC}=0{,}08$. Подъем АЧХ по звуковому давлению и напряжению в высокочастотной области, сопровождаемый провалом входного сопротивления, объясняется влиянием индуктивности звуковой катушки L_{VC}. На более высоких частотах АЧХ падает, а входное сопротивление растет за счет возрастания индуктивного сопротивления звуковой катушки.

Кривые *2, 4, 6* на рис. 3.15,*б* показывают влияние согласующей *RC*-цепи.

Выходное сопротивление разделительного фильтра верхних частот, растущее с понижением частоты, оказывает влияние на электрическую добротность громкоговорителя, увеличивая ее, и соответственно увеличивает полную добротность и форму АЧХ по звуковому давлению. Иными словами, имеет место эффект «раздемпфирования» громкоговорителя. Для избежания этого необходимо выбирать крутизну спада АЧХ фильтра и частоту среза фильтра верхних частот $f_d \gg f_S$ так, чтобы на частоте резонанса f_S ослабление сигнала было не менее 20 дБ.

При расчете разделительных фильтров в примере, рассмотренном выше, принималось, что характер нагрузки — активный, поэтому рассчитаем согласующие цепи, компенсирующие комплексный характер входного сопротивления громкоговорителя.

Частота разделения низкочастотного и среднечастотного каналов f_{d1} выбрана примерно на две октавы выше резонансной частоты среднечастотного громкоговорителя, а частота разделения среднечастотного и высокочастотного каналов f_{d2} — на две октавы выше резонансной частоты высокочастотного громкоговорителя. Кроме того, можно принять, что индуктивность звуковой катушки высокочастотного громкоговорителя пренебрежимо мала в рабочем диапазоне частот и ей можно пренебречь (это справедливо для большинства высокочастотных громкоговорителей). В этом случае можно ограничиться применением упрощенной согласующей цепи для низкочастотного и среднечастотного громкоговорителей.

Пример. Измеренные (или определенные из кривой АЧХ входного сопротивления) индуктивности звуковых катушек: низкочастотного громкоговорителя $L_{VC}=3\cdot10^{-3}$ $Г=3$ мГн, среднечастотного громкоговорителя $L_{VC}=0{,}5\cdot10^{-3}$ Г$=0{,}5$ мГн. Тогда значение элементов компенсирующих цепей рассчитывают по формулам (3.18), (3.19):

для низкочастотного громкоговорителя: $R_{K1}=R_E=8$ Ом; $C_{K1}=L_{VC}/R^2_E=3\cdot10^{-3}/64=47$ мкФ;

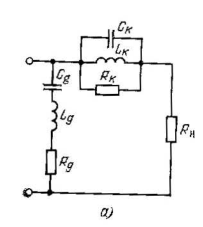
для среднечастотного громкоговорителя: $R'_{K1}=R_E=8$ Ом; $C'_{K1}=L_{VC}/R^2_E=0{,}5\cdot10^{-3}/64=8{,}0$ мкФ.

На АЧХ среднечастотного громкоговорителя имеется пик, увеличивающий неравномерность суммарной АЧХ АС (рис. 3.12,*а*); в этом случае целесообразно включить амлитудный корректор. Режектирующее звено (рис. 3.16) применяется для коррекции пиков АЧХ громкоговорителей или всей АС. Это звено имеет чисто активное входное сопротивление, равное сопротивлению нагрузки $R_н$, и поэтому может быть включено между фильтром и громкоговорителем с скомпенсированным входным сопротивлением. В случае включения режектирующего звена на входе АС схема может быть упрощена, так как отпадает необ-

ходимость в элементах C_g, L_g, R_g, обеспечивающих активный характер входного сопротивления звена. Значения элементов рассчитываются по формулам:

$$R_К \approx R_н (10^{0,05N} - 1),\ L_К = R_К \Delta f / 2\pi f_0^2,\ C_К = 1/L_К 4\pi^2 f_0^2,$$
$$C_g = L_К / R_н^2,\ L_g = C_К R_н^2,\ R_g = R_н (1 + R_н/R_К),$$

где $R_н$ — сопротивление громкоговорителя (скомпенсированное) или входное сопротивление АС (Ом) в области резонансной частоты режектирующего звена; Δf — полоса частот корректируемого пика АЧХ (отсчитывается по уровню — 3 дБ), Гц; f_0 — резонансная частота режектора, Гц; N — величина пика АЧХ, дБ.



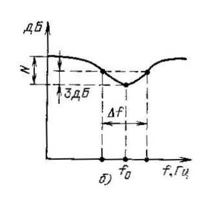


Рис. 3.16. Режектирующее звено:
а) принципиальная схема; б) АЧХ

Применим режектирующее звено, включенное между фильтром и среднечастотным громкоговорителем с согласующей цепью.

Из АЧХ среднечастотного громкоговорителя определяем $\Delta f = 1850$ Гц, $f_0 = 4000$ Гц, $N = 6$ дБ. Сопротивление среднечастотного громкоговорителя с согласующей цепью $R_н = 8$ Ом.

Значения элементов режектирующего звена следующие:

$$R_К \approx R_н (10^{0,05N} - 1) = 8\,(10^{0,05 \cdot 6} - 1) = 7,96\ Ом,$$
$$L_К = R_К \Delta f / 2\pi f_0^2 = 7,96 \cdot 1850 / 2\pi (4000)^2 = 0,147\ мГн,$$
$$C_К = 1/L_К \cdot 4\pi^2 f_0^2 = 1/1,47 \cdot 10^{-4} (2\pi 4000)^2 = 11\ мкФ,$$
$$C_g = L_К / R_н^2 = 1,47 \cdot 10^{-4} / 64 = 2,3\ мкФ,\ L_g = C_К R_н^2 = 10,8 \cdot 10^{-6} \cdot 64 = 0,7\ мГн$$
$$R_g = R_н (1 + R_н/R_К) = 8\,(1 + 8/7,96) \approx 16,0\ Ом.$$

В рассматриваемом примере АЧХ высокочастотного и среднечастотного громкоговорителя имеют средние уровни примерно на 6 дБ и соответственно 3 дБ выше, чем АЧХ низкочастотного громкоговорителя (запись звукового давления осуществлялась при подаче на все громкоговорители синусоидального напряжения одинаковой величины). В этом случае для уменьшения неравномерности суммарной АЧХ АС необходимо ослабить уровень среднечастотных и высокочастотных составляющих. Это можно сделать либо с помощью корректи-

рующего высокочастотного звена первого порядка (рис. 3.17), элементы которого рассчитываются по формулам:

$$R_К \approx R_н\,(10^{0,05\,N}-1).\ L_К \approx R_К/2\pi f_d\,\sqrt{10^{0,1\,N}-2},\ N \geqslant 3\ дБ,$$

либо с помощью Г-образных пассивных аттенюаторов, обеспечивающих заданный уровень ослабления N (дБ) и заданное входное сопротивление $R_{вх}$ (рис. 3.18). Значения элементов аттенюатора рассчитываем по формулам:

$$R_1 \approx R_{вх}\,(1-10^{-0,05\,N}),\ R_2 \approx R_н\,R_{вх}\,10^{-0,05\,N}/(R_н-R_{вх}\cdot 10^{-0,05\,N}).$$

Рассчитаем для примера значения элементов аттенюатора для ослабления на 6 дБ сигнала высокочастотного громкоговорителя. Пусть входное сопротив-

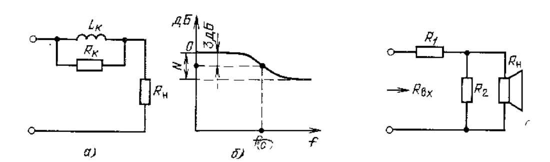


Рис. 3.17. Звено 1-го порядка, корректирующее высокие частоты:
а) принципиальная схема; б) АЧХ

Рис. 3.18. Пассивный Г-образный аттенюатор

ление громкоговорителя с включенным аттенюатором равняется входному сопротивлению громкоговорителя, т. е. 16 Ом, тогда

$$R_1 \approx 16\,(1-10^{-0,05\cdot 6}) \approx 8,0\ Ом,\ R_2 \approx 16\cdot 10^{-0,05\cdot 6}/(1-10^{-0,05\cdot 6}) \approx 16,0\ Ом.$$

Аналогично рассчитаем значения элементов аттенюатора для среднечастотного громкоговорителя: $R_1=4,7$ Ом, $R_2=39$ Ом. Аттенюаторы включаются сразу после громкоговорителей с согласующими цепями.

Полная схема разделительных фильтров изображена на рис. 3.19, АЧХ АС с рассчитанными фильтрами — на рис. 3.12,*в*.

Как было сказано выше, фильтры четных порядков допускают только один вариант полярности включения громкоговорителей, в частности, фильтры второго порядка требуют включения в противофазе. Для рассматриваемого примера низкочастотный и высокочастотный громкоговоритель должны иметь идентичную полярность включения, а среднечастотный — обратную. Требования к полярности включения громкоговорителей рассматривались выше на модели АС с идеальными громкоговорителями. Поэтому при включении реальных громкоговорителей, имеющих собственную ФЧХ$\neq$0, (в случае выбора частот разделения вблизи граничных частот рабочего диапазона громкоговорителей или при большой неравномерности АЧХ громкоговорителей) условие согласования реальных ФЧХ каналов может не соблюдаться. Поэтому для контроля реальной ФЧХ по звуковому давлению громкоговорителей с фильтрами необходимо пользоваться фазометром с линией задержки (см. гл. 1) или определять условие согласования косвенно по характеру суммарной АЧХ АС в полосах разделения каналов. Правильной полярностью включения громкоговорителей можно считать ту,

которая соответствует меньшей неравномерности суммарной АЧХ в полосе разделения каналов. Точное согласование ФЧХ разделяемых каналов при удовлетворении всем остальным требованиям (плоская АЧХ и т. д.) осуществляется численными методами синтеза оптимальных разделительных фильтров-корректоров на ЭВМ (см. 3.4).

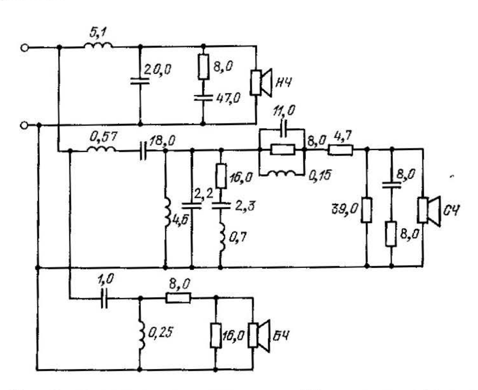


Рис. 3.19. Принципиальная электрическая схема АС с рассчитанными разделительными фильтрами (емкости в микрофарадах, индуктивности — в миллигенри, сопротивления — в омах)

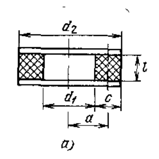
В разработке пассивных разделительных фильтров важную роль играет их конструкция, а также выбор типа конкретных элементов — конденсаторов, катушек индуктивности, резисторов, в частности, большое влияние на характеристики АС с фильтрами оказывает взаимное размещение катушек индуктивности, при их неудачном расположении вследствие взаимной связи возможны наводки сигнала между близко расположенными катушками. По этой причине их рекомендуется располагать взаимно перпендикулярно, только такое расположение позволяет свести к минимуму их влияние друг на друга. Катушки индуктивности являются одним из важнейших компонентов пассивных разделительных фильтров. В настоящее время многие зарубежные фирмы применяют катушки индуктивности на сердечниках из магнитных материалов, обеспечивающих большой динамический диапазон, низкий уровень нелинейных искажений и малые габариты катушек. Однако конструирование катушек с магнитными сердечниками связано с применением специальных материалов, поэтому до настоящего времени многие разработчики применяют катушки с воздушными сердечниками, основные недостатки которых — большие габариты при условии малых потерь (особенно в фильтре низкочастотного канала), а также большой расход меди; достоинства — пренебрежимо малые нелинейные искажения.

Конфигурация катушки индуктивности с воздушным сердечником, изображенная на рис. 3.20, является оптимальной, так как она обеспечивает макси-

мальное отношение L/R, т. е. катушка с заданной индуктивностью L, намотанная проводом выбранного диаметра, имеет при данной конфигурации намотки наименьшее сопротивление R или наибольшую добротность по сравнению с любой другой. Отношение L/R, имеющее размерность времени, связано с размерами катушки соотношением [3.13]:

$$L/R = 161{,}7\ alc/(6a + 9l + 10c);$$

L — в микрогенри, R — в омах, a, l, c — в миллиметрах.



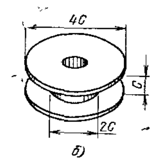


Рис. 3.20. Катушка индуктивности с воздушным сердечником оптимальной конфигурации: *а*) в разрезе; *б*) внешний вид

Расчетные соотношения для данной конфигурации катушки: $a=1{,}5\ c$, $l=c$; конструктивный параметр катушки $c=\sqrt{L/R\,8{,}66}$, число витков $N=19{,}88\sqrt{L/c}$, диаметр провода в миллиметрах, $d=0{,}841c/\sqrt{N}$, масса провода (материал — медь) в граммах, $g=c^3/21$, длина провода в миллиметрах, $B=187{,}3\sqrt{Lc}$. В том случае, если катушка индуктивности рассчитывается, исходя из провода данного диаметра, основные расчетные соотношения выглядят следующим образом:

конструктивный параметр $c=\sqrt[5]{d^4 19{,}88^2 L/0{,}841^4}=3{,}8\sqrt[5]{d^4 L}$, сопротивление провода $R=L/c^2 8{,}66$.

Найдем, для примера параметры катушки индуктивности рассчитанного ранее фильтра нижних частот. Индуктивность катушки составляет $L_{1НЧ}=5{,}1$ мГ. Сопротивление R катушки на постоянном токе определим из допустимого затухания сигнала, вносимого реальной катушкой на низких частотах. Пусть ослабление сигнала за счет потерь R в катушке составляет $N\leqslant 1$ дБ. Поскольку сопротивление низкочастотного громкоговорителя на постоянном токе составляет $R_E=8$ Ом, то допустимое сопротивление катушки, определяемое из выражения $R\leqslant R_E(10^{0{,}05N}-1)$, составляет $R\leqslant 0{,}980$ Ом; тогда конструктивный параметр катушки $c=\sqrt{5100/0{,}98\cdot 8{,}66}=24{,}5$ мм; количество витков $N=19{,}8\sqrt{5100/24{,}5}=287$; диаметр провода $d=0{,}841\times 24{,}5/\sqrt{287}=1{,}2$ мм; масса провода $g=24{,}5^3/21{,}4\approx 697$ кГ; длина провода $B=187{,}3\sqrt{85{,}1\cdot 24{,}5}\approx 46$ м.

Другим важным элементом пассивных разделительных фильтров являются конденсаторы. Обычно в фильтрах используют бумажные или пленочные конденсаторы. Из бумажных наиболее употребимы отечественные конденсаторы МБГО. Достоинством этих типов конденсаторов являются малые потери, высокая температурная стабильность, недостатком — большие габариты, снижение допустимого максимального напряжения на высоких частотах. В настоящее время в фильтрах ряда зарубежных АС используют электролитические неполярные конденсаторы с малыми внутренними потерями, объединяющие достоинства рассмотренных конденсаторов и свободные от их недостатков. Аналогичные электролитические конденсаторы разрабатывают в настоящее время в отечественной промышленности, они найдут применение в новых разработках АС.

В настоящее время в акустических системах класса Hi—Fi иногда применяют активные разделительные фильтры. Их особенность применения в АС в том, что они включаются до усилителя мощности и, таким образом, в многополосной АС с активными фильтрами возникает необходимость применения отдельных усилителей мощности в каждом частотном канале.

Достоинство активных фильтров в том, что на них не оказывает влияния входное сопротивление громкоговорителей, их, как правило, значительно легче перестраивать в процессе настройки АС, в них отсутствуют потери мощности. Если пассивные разделительные фильтры в АС реализуются практически только в виде лестничных схем, существует много различных способов реализации активных фильтров. С другой стороны, активные фильтры проигрывают пассивным по таким параметрам, как динамический диапазон, шумы, нелинейные искажения, требуют применения отдельных усилителей звуковой частоты в каждом канале, что экономически невыгодно. Вопросы реализации активных фильтров по заданным передаточным функциям подробно рассмотрены в литературе, например [3.14], и выходят за рамки данной книги ввиду ограниченности ее объема.

3.4. ОПТИМАЛЬНЫЙ СИНТЕЗ РАЗДЕЛИТЕЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ В АКУСТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

В настоящее время для расчета разделительных фильтров как за рубежом, так и в нашей стране начинают использовать достижения в области оптимального синтеза линейных электронных схем [3.5, 3.6].

Применение методов оптимального проектирования разделительных фильтров с использованием ЭВМ имеет существенные преимущества: обеспечиваются лучшие, чем при традиционных методах конструирования АЧХ, ФЧХ, ГВЗ и характеристики направленности АС; разделительные фильтры выполняют одновременно задачу фильтрации и коррекции АЧХ и ФЧХ громкоговорителей при условии комплексного характера нагрузки (входного сопротивления громкоговорителей), т. е. решают задачу широкополосного согласования, оптимизированные фильтры обеспечивают наилучшие потенциально достижимые характеристики АС в смысле выбранных критериев оптимальности.

При оптимизации разделительных фильтров с использованием ЭВМ разработчик задается схемой фильтров (ее топологией) и начальными значениями элементов, затем ЭВМ производит расчет линейных характеристик АС: АЧХ, ФЧХ, ГВЗ и т. д. с учетом реальных измеренных характеристик громкоговорителей, размещенных в корпусе АС, и далее путем целенаправленного изменения значений элементов схемы ЭВМ приближает реальные характеристики АС к желаемым, т. е. минимизирует разницу между желаемыми и действительными характеристиками. Эта разность называется целевой функцией, или функцией качества: чем она меньше, тем ближе реальные характеристики к желаемым в смысле выбранных критериев близости (оптимальности).

Упрощенная структурная схема алгоритма оптимизации изображена на рис. 3.21.

Исходными данными для оптимизации являются измеренные на дискретных частотах амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики громкоговорителей по звуковому давлению, ам-

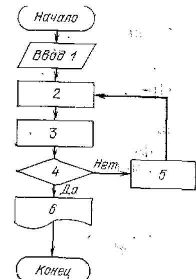


Рис. 3.21. Упрощенная схема алгоритма оптимального синтеза разделительных фильтров с применением ЭВМ:

1 — ввод измеренных характеристик громкоговорителей, схемы фильтров, начальных значений параметров схемы, частот раздела, значений потерь в катушках индуктивности, ограничений на значения элементов, требования к характеристикам АС; формирование вектора параметров АС — $\mathbf{X}_n$; *2* — расчет характеристик АС для заданного вектора параметров $\mathbf{X}_n$; *3* — формированне целевой функции Q; *4* — сравнение рассчитанных реальных характеристик с требуемыми — оценка целевой функции Q (удовлетворяет требованиям или нет?); *5* — изменение вектора параметров $\mathbf{X}_n$ («оптимизатор»); *6* — вывод на АЦПУ рассчитанных оптимальных характеристик и значений элементов схемы фильтров

плитудно-частотные и фазочастотные характеристики входного сопротивления громкоговорителей, выбранные частоты раздела, требования к допустимой неравномерности АЧХ АС, частотный диапазон оптимизации, ограничение на максимальные значеиия элементов, полярность включения громкоговорителей, величина потерь в катушках индуктивности, требование к характеристике направленности АС в области частот разделеиия и т. д.

По известиым входным данным в соответствии с выражениями (3.3) ... (3.5) производится расчет АЧХ, ФЧХ, ГВЗ каждого канала и всей АС в каждой выбранной дискретной точке диапазона частот. Затем происходит сравнеиие полученных характеристик с желаемыми. Если они не попадают в разрешенные границы, т. е. функция качества ие достигает необходимого минимального значения, то программа «оптимизатор» целенаправленно изменяет значения злементов, и цикл начинается сначала. При этом запоминаются значения злементов схемы, соответствующие каждому локальному минимуму целевой функции. Таким образом происходит поиск оптимальных в смысле выбранных критериев значений элементов схемы.

Применение метода случайного поиска в программе «оптимизатор» позволяет не останавливаться в процессе оптимизации на первых локальных минимумах функции качества, а иаходить значение глобального минимума [3.15]. Если характеристики АС удовлетворяют предъявленным требованиям, то сложность схемы фильтров снижается и ищется новое оптимальное решение. Цикл продолжается до тех пор, пока оптимизируемые характеристики не выйдут за допустимые границы, затем совершается обратный «шаг» в стороиу усложнеиия схемы, и этот вариаит считается оп-

тимальным. Конечной целью оптимального синтеза разделительных фильтров-корректоров является обеспечение АЧХ, ГВЗ АС и характеристик направленности в полосах раздела, укладывающихся в определенные границы. Возможны несколько способов решения этой задачи. Один из них заключается в том, что каждый из каналов АС оптимизируется отдельно таким образом, что их реальные характеристики приближаются к желаемым, обеспечивающим в сумме определенные АЧХ, ФЧХ, ГВЗ АС и характеристики направленности в полосах разделения.

При поканальной оптимизации в качестве желаемых используют передаточные функции рассмотренных выше фильтров четных порядков «всепропускающего типа». Формирование целевой функции при поканальном приближении по АЧХ проиллюстрировано на примере низкочастотного канала (рис. 3.22).

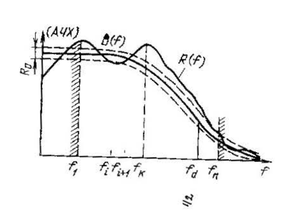


Рис. 3.22. Формирование целевой функции при поканальной оптимизации по АЧХ (низкочастотный канал):

$f_1 \ldots f_n$ — диапазон оптимизации, f_d — частота раздела (среза), f_K — частота максимального отклонения реальной АЧХ от требуемой; $R(f)$ — реальная АЧХ, $B(f)$ — требуемая АЧХ. R_0 — допустимое отклонение реальной АЧХ от требуемой

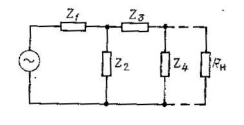


Рис. 3.23. Обобщенная схема односторонне нагруженного фильтра лестничной структуры

Значение АЧХ каждого канала определяется из выражения (3.3), куда входят измеренные характеристики громкоговорителей и матричные коэффициенты схемы фильтра i-го канала A_{11i} и A_{12i}. Эти коэффициенты находятся путем перемножения матриц A-параметров элементарных четырехполюсников, входящих в схему фильтра, например, для фильтра лестничной структуры (рис. 3.23) матрица A-параметров выражается следующим образом:

$$|\mathbf{A}| = \begin{vmatrix} 1 & \mathbf{Z}_1 \\ 0 & 1 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 1/\mathbf{Z}_2 & 1 \end{vmatrix} \cdots \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 1/\mathbf{Z}_n & 1 \end{vmatrix},$$

где $\underline{Z}_1$, $\underline{Z}_3$ — комплексные сопротивления продольных ветвей схемы, $\overline{Z}_2$, $\overline{Z}_4$ — комплексные сопротивления поперечных ветвей.

Из имеющегося «набора» элементарных четырехполюсников, например, продольная индуктивность, поперечная емкость, поперечная индуктивность, продольная емкость, продольный параллельный контур, поперечный последовательный контур, продольный или

поперечный резистор, элемеит задержки и т. д., формируется схема разделнтельных фильтров каждого канала.

Прн расчете вводятся иеодиородные потери в элементы фильтров: потери в емкостях принимаются равными нулю, а потери в индуктивностях принимаются нормированными и частотно-независимыми путем введения частотной переменной $s=\delta+j\omega$, сопротивлеиие иидуктивности с потерями принимает вид

$$Z_L(s)=L(\delta+j\omega)=L\delta+j\omega L=r+j\omega L,$$

где $r=\delta L$ — активное сопротивление катушки.

Для каждого дискретного зиачения текущей частоты f_j задаиного диапазона оптимизации $(f_1 \dots f_n)$ вычисляются значения реальной АЧХ $R_{j,i}$, желаемой АЧХ $B_{j,i}$ и нормированный модуль разности между иими $D_{j,i}$.

Для i-го канала (рис. 3.22) $D_{j,i}=|R_{j,i}-B_{i,j}|/B_{j,i}$; $R_{j,i}=|T_{j,i}|=$ $=\{\mathrm{Re}^2[T_{\text{гр}\, j,i}M_i/(A_{11\, j,i}+A_{12\, j,i}/Z_{j,i})]+\mathrm{Im}^2[T_{\text{гр}\, j,i}M_i/(A_{11\, j,i}+$ $+A_{12\, j,i}/Z_{j,i})]\}$ — значение модуля реальной рассчнтанной комплексной передаточной функции i-го канала $T_{j,i}$ на j-й частоте, где j — номер частоты, i-номер канала; $B_{j,i}$ — значение модуля желаемой передаточной функции $T_{j,i}$ i-го канала на j-й частоте. Для двухполосной АС

$$B_{j,i}=\begin{cases}1/[1+(f_j/f_d)^m], & i=1 \text{ — низкочастотный канал},\\ (f_j/f_d)^m/[1+(f_j/f_d)^{2m}], & i=2 \text{ — высокочастотный канал},\end{cases}$$

где m — порядок желаемой передаточной фуикции, f_d — частота раздела.

Для каждого i-го канала отдельио целевая функция

$$Q_{\Sigma i}=W_{j,i}\sum_{j=1}^{n}D_{j,i},$$

$W_{j,i}$ — фуикцня веса.

Получеиная в результате суммнрования целевая функция дает оцеику близости R_i и B_i во всем диапазоие частот оптнмизации. Далее на целевую функцию $Q_{\Sigma i}$ иакладываются ограничения

$$Q^{*}_{\Sigma i}=\begin{cases}0, & \text{если } R_{\min}\leqslant R_{ji}\leqslant R_{\max},\\ W_{ji}\sum\limits_{j=1}^{n}D_{ji}, & \text{если } \begin{cases}R_{ji}<R_{\min},\\ R_{ji}>R_{\max},\end{cases}\end{cases}$$

где $R_0=R_{\max}-R_{\min}$ — допустнмые границы отклонеиия R_{ji}.

Таким образом, если целевая фуикция $Q_{\Sigma i}$ стаиовится равной 0, то реальные характеристики приближаются к желаемым с отклоиением не более R_0 н оптимизация заканчивается. Функция веса $W_{j,i}$ может в общем случае зависеть от частоты,— это дает возможиость перераспределять степеиь приближения реальной характеристики к желаемой, иапример, усиливать степеиь приближення в полосе пропускания и частотах разделения за счет ослабления в полосе задержнваиия.

Рассмотренный способ оптимизации фильтров имеет некоторые недостатки: оптимизация каналов только по АЧХ не гарантирует попадания суммарной АЧХ АС в требуемые границы, так как в полосах раздела ее формирование происходит с учетом как АЧХ, так и ФЧХ каналов. Даже при достаточно хорошем сближении АЧХ, ФЧХ каналов могут отличаться от идеальных по следующим причинам:

на реальную ФЧХ низкочастотного канала оказывает влияние низкочастотный спад АЧХ — «идеальный» канал является низкочастотным, а реальный имеет полосовые свойства;

аналогичное влияние на ФЧХ высокочастотного канала оказывает полосовой характер АЧХ высокочастотного громкоговорителя;

передаточные функции громкоговорителей обладают немниимально-фазовыми свойствами.

Поэтому рассмотренный способ оптимизации можно совершенствовать приближением реальных фазочастотных характеристик каналов к желаемым. При этом используют расмотренное выше свойство передаточных функций разделительных фильтров «всепропускающего типа» четных порядков, заключающееся в том, что разность ФЧХ разделяемых каналов на всех частотах равна $2\pi n$ (см. 3.8).

В этом случае целевая функция

$$Q_{\Sigma i} = W_{j,i} \sum_{j=1}^{n} D_{j,i} + V_{j,i} \sum_{j=l}^{l+m} F_{j,i},$$

где второе слагаемое целевой функции $Q_{\Sigma i}$ характеризует оптимизацию по ФЧХ в области частоты разделения $[f_l \dots f_{l+m}]$, где чувствительность суммарной передаточной фуикции к форме ФЧХ отдельных каналов максимальна.

На рис. 3.24 дана схема рассчитаиных этим способом разделнтельных фильтров трехполосной акустической системы 100АС-003.

На рис. 3.25 представлены желаемые АЧХ каналов и суммар-

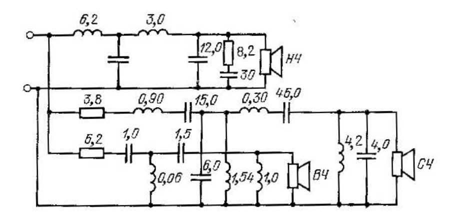


Рис. 3.24. Принципиальная схема оптимизированных на ЭВМ разделительных фильтров акусткческой системы 100 АС-003. Емкости — в микрофарадах, индуктивности — в миллигенри, сопротивленне — в омах

ная АЧХ АС до оптимизации фильтров (нулевое приближение) и после оптимизации. На рис. 3.26 даны характеристики направленности системы в вертикальной плоскости. Анализ оптимизированных характеристик АС и сравнение с полученными путем традиционного расчета фильтров (см. рис. 3.12) (в обоих примерах

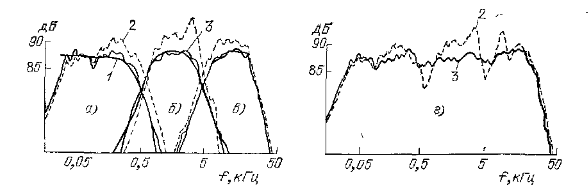


Рис. 3.25. АЧХ АС до и после оптимизации:
а) низкочастотный канал; *б*) среднечастотный канал; *в*) высокочастотный канал; *г*) суммарная АЧХ АС;
1 — требуемая АЧХ; *2* — реальная АЧХ до оптимизации; *3* — реальная АЧХ после оптимизации

использованы одни и те же громкоговорители) показывает, что благодаря применению оптимизационных методов удалось существенно улучшить характеристики системы — уменьшить неравномерность АЧХ, увеличить ослабление сигнала за пределами рабочего диапазона частот громкоговорителей, улучшить характеристики направленности.

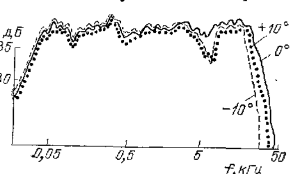


Рис. 3.26. АЧХ АС с оптимальными фильтрами на рабочей оси и при смещении микрофона на ±10° в вертикальной плоскости

Рассмотренный метод оптимизации не свободен от некоторых недостатков, а именно, симметрия характеристик направленности АС в полосах разделения частотных каналов обеспечивается в случае симметричного размещения громкоговорителей относительно рабочей оси АС (см. рис. 3.7) и в случае, когда можно пренебречь влиянием характеристик направленности громкоговорителей.

В связи с этим разработан более общий способ оптимизации, учитывающий реальные характеристики направленности громкоговорителей. В этом способе рассчитывается сразу суммарная передаточная функция системы $T_\Sigma(s)$, из которой рассчитываются АЧХ, ФЧХ и ГВЗ системы по формулам (3.3) — (3.5).

Затем целевая функция образуется аналогично рассмотренной выше за исключением того, что происходит приближение АЧХ не

каждого канала в отдельности к желаемым, а суммарной реальной АЧХ АС к желаемой:

$$Q'_{\Sigma}=\begin{cases}0, & \text{если} \quad R_{\min}\leqslant R_j\leqslant R_{\max},\\ W_j\sum\limits_{j=1}^{n}D_j, & \text{если} \quad \begin{cases}R_j<R_{\min},\\ R_j>R_{\max},\end{cases}\end{cases}$$

где $R_{\max}$ и $R_{\min}$ — допустимые границы отклонения R_j; $D_j=|R_j-B_j|/B_j$ — нормированный модуль разности реальной и желаемой характеристик на частоте f_j; $R_j=|\sum\limits_{i=1}^{n}[T_{j,i}]|$ — значение модуля реальной передаточной функции АС на частоте f_j; B_j — значение модуля желаемой передаточной функции АС. Целевая функция Q'_{Σ} характеризует степень приближения суммарной реальной АЧХ АС к желаемой. Такое приближение справедливо только для одной точки пространства.

Если бы громкоговорители были расположены коаксиально и были бы изотропными, т. е. ненаправленными излучателями, то рассчитанные таким образом разделительные фильтры были бы оптимальными. В реальных АС суммарная АЧХ изменяется в пространстве за счет влияния характеристик направленности громкоговорителей и линейно-зависящих от частоты фазовых набегов, обусловленных изменением расстояния от точки А до громкоговорителей (см. рис. 3.7). Для обеспечения симметричных характеристик направленности АС в полосах разделения каналов при фиксированных частотах раздела в выражение для целевой функции добавляется слагаемое Q' (рис. 3.27,*а*):

$$Q'=\begin{cases}0, & \text{если} \quad |R_{KL}-R_{KH}|\leqslant R_d,\\ \sum\limits_{K=1}^{m}W_K\,|R_{KL}-R_{KH}|, & \text{если} \quad |R_{KL}-R_{KH}|>R_d,\end{cases}$$

где Q' — часть целевой функции, отражающая степень симметричности характеристик направленности АС на частотах разделения f_{dk} в плоскости, проходящей через рабочие оси громкоговорителей (см. рис. 3.7); K — номер частоты разделения, R_{KH}, R_{KL} — значение суммарной АЧХ АС на частоте раздела f_{dK} в точках пространства A и B (см. рис. 3.7); W_K — коэффициент веса для частоты разделения f_{dK}, R_d — допустимая несимметричность характеристик направленности; f_{dh}, f_{dm} — частоты разделения каналов.

Минимизация скаляра Q'_{Σ} приводит к тому, что суммарная АЧХ АС приближается к желаемой АЧХ с допустимым отклонением R_0. Минимизация скаляра Q' приводит к тому, что значения АЧХ АС в точках пространства A и B (см. рис. 3.7) на частотах разделения (где взаимное влияние разделяемых каналов максимально) приближаются друг к другу по величине. Тогда и суммарные АЧХ системы в точках пространства A и B становятся близкими по форме с отклонением не более R_d на частотах разделения,

что говорит о симметричиости характеристик направленности в вертикальиой плоскости (см. рис. 3.7).

При расчете АЧХ АС в точках простраиства A и B (см. рис. 3.7) в выражение для комплексной передаточной функцни АС $T_\Sigma(s)$ (см. 3.12) входят реальные значеиия АЧХ и ФЧХ громкоговорителей, отличающиеся от измереиных на рабочей оси АС в точке O (рис. 3.7) за счет изменения расстояния до громкоговорителей и влияния их характеристик направленности. Таким образом, в данном методе расчета учитывают реальные характеристики направлениости громкоговорителей.

При оптимизации также и ГВЗ АС целевая функция выглядит следующим образом:

$$Q_\Sigma = Q'_\Sigma + Q' + Q'',$$

где Q'_Σ и Q' — рассмотрены выше, а Q'' — слагаемое целевой функции, характеризующее оптимизацию по ГВЗ (рис. 3.27):

$$Q'' = \begin{cases} 0, & \text{если } |GD_j| \leqslant TG_j, \\ \sum_{j=1}^{n} W_j [|TG_j - GD_j|]/TG_j, & \text{если } |GD_j| > TG_j, \end{cases}$$

где TG_j — допустимое значение ГВЗ иа частоте f_j (см. гл. 1), $GD_j = -d\varphi_j/d\omega_j$ — реальное зиачеине ГВЗ на частоте f_j, φ_j — зиачеиие реальной ФЧХ АС на частоте f_j, W_j — коэффициент веса на частоте f_j.

В процессе оптимизации могут возникать ситуацни, когда улучшеиие характеристик, рассмотреных выше, сопровождается умеиьшением на некоторых частотах модуля входного сопротивле-

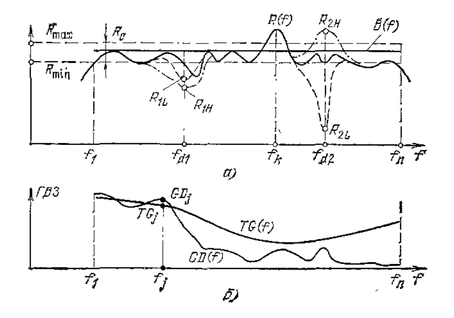


Рис. 3.27. Оптимизация суммарной АЧХ и ГВЗ АС:

$f_1 \ldots f_n$ — диапазон оптимизации; f_{d1} — первая частота раздела, f_{d2} — вторая частота раздела, f_K — частота максимального уклонения реальной АЧХ АС от требуемой, $R(f)$ — реальная АЧХ АС, $B(f)$ — требуемая АЧХ АС, R_0 — допустимое отклонение реальной АЧХ АС от требуемой, $TG(f)$ — допустимая граница по ГВЗ, $GD(f)$ — реальное ГВЗ системы

ния системы ниже минимального допустимого значения или «перестройкой» разделительных фильтров на другие частоты разделения, что в свою очередь может привести к перегрузке высокочастотного или среднечастотного громкоговорителей. В связи с этим оптимизация разделительных фильтров должна проводиться при ограничениях на минимальное значение модуля входного сопротивления системы и на минимальное допустимое значение затухания за пределами рабочего диапазона частот громкоговорителей.

Рассмотренный метод оптимизации разделительных фильтров был использован при разработке нескольких последних моделей акустических систем и показал высокую эффективность.

Применение методов оптимального проектирования фильтров-корректоров в АС позволяет существенно снизить время, уходящее на их разработку, и достичь лучших характеристик даже без усложнения схем фильтров. Кроме того, методы оптимального проектирования разделительных фильтров являются универсальными по отношению к критериям оптимальности линейных характеристик АС, т. е. по мере уточнения порогов и закономерности слышимости линейных искажений АС будут уточняться и выражения для целевых функций.

Современный этап развития аппаратуры высококачественного воспроизведения характеризуется все более широким использованием микроэлектроники и цифровой техники, применяемых как для улучшения сервисных возможностей аппаратуры, так и для хранения и обработки звукового сигнала. Очевидно, что в будущем развитие техники разделительно-корректирующих фильтров в АС будет характеризоваться применением цифровых методов фильтрации и коррекции сигнала, так как эти методы обладают значительно большими возможностями.

4

ВИДЫ НИЗКОЧАСТОТНОГО ОФОРМЛЕНИЯ АС. ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ ТЕОРИИ ЦЕПЕЙ ДЛЯ АНАЛИЗА ХАРАКТЕРИСТИК АС В ОБЛАСТИ НИЗКИХ ЧАСТОТ

◆

4.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Методы проектирования элементов акустических систем в области низких частот* (где сохраняется поршневой характер колебаний ннзкочастотного громкоговорителя) имеют некоторые особенностн, заключающиеся, в частиости, в том, что электромехаии-

* В области низких частот акустическая система может считаться системой с сосредоточенными параметрами.

ческие параметры низкочастотного громкоговорителя, конструктивные параметры корпуса и электрические параметры низкочастотных корректирующих цепей (если таковые присутствуют в системе) являются взаимосвязанными и их рассчитывают совместно. Характеристики системы в области низких частот, в свою очередь, определяют путем анализа эквивалентной схемы системы, полученной с помощью метода электромеханических аналогий и зависят от параметров громкоговорителя, конструктивных параметров корпуса и электрических параметров корректирующих низкочастотных цепей.

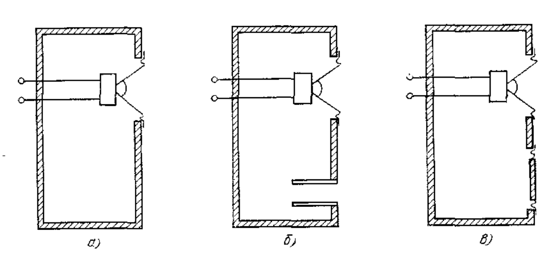


Рис. 4.1. Основные типы низкочастотного оформления акустических систем: *а*) с закрытым корпусом, *б*) с фазоинвертором, *в*) с пассивным излучателем

Наиболее распространен корпус закрытого типа (рис. 4.1,*а*). Закрытый корпус служит для подавления излучения тыловой поверхности диффузора громкоговорителя и может быть условно разделен на две группы — так называемый «компрессионный», у которого отношение гибкости подвеса к гибкости воздуха в корпусе составляет примерно 3÷4 и больше, и типа «бесконечный экран», у которого отношение гибкостей меньше 3.

Часто используют низкочастотный корпус фазоинверсного типа, который отличается от корпуса закрытого типа наличием отверстия или отверстия с трубой, что позволяет использовать излучение тыловой поверхности диффузора в области частоты резонанса колебательной системы, образуемой массой воздуха в отверстии или трубе и гибкостью воздуха в корпусе (рис. 4.1,*б*).

Довольно широко применяют также корпус, в котором вместо отверстия или трубы использован так называемый пассивный излучатель, представляющий собой громкоговоритель с утяжеленной подвижной системой без магнитной цепи и звуковой катушки (рис. 4.1,*в*). Применение пассивного излучателя также позволяет использовать излучение тыловой поверхности низкочастотного громкоговорителя в области частоты резонанса колебательной системы, образуемой из массы подвижной системы пассивного излучателя и гибкости его подвеса и воздуха в корпусе.

Помимо выше перечисленных, существуют и другие, но реже используемые виды низкочастотных корпусов — «свернутый рупор», «лабиринт», «трансмиссионная линия» и т. д.

В последние годы появились новые типы систем, в которых для формирования характеристик в области низких частот используют методы электронной коррекции, что дает более широкие возможности синтеза желаемых низкочастотных характеристик систем, позволяет обеспечивать воспроизведение низких частот в корпусах малого объема, дает возможность снижать нелинейные искажения и повышать максимальный уровень звукового давления, ограниченный допустимой амплитудой смещения подвижной системы НЧ громкоговорителя и т. д. Электронная коррекция реализуется электромеханической обратной связью [4.1], применением амплитудных корректоров НЧ [4.2], фильтров-корректоров верхних частот первого и второго порядка, параметры которых определенным образом согласованы с параметрами низкочастотного громкоговорителя [4.3, 4.4], усилителей мощности со сложным комплексным характером выходного сопротивления, что позволяет электронным путем перестраивать механические параметры низкочастотного громкоговорителя, размещенного в корпусе [4.5] и т. д.

Вплоть до недавнего прошлого, практическое конструирование различных типов низкочастотных оформлений АС шло в основном эмпирическим путем. Развитие техники Hi—Fi потребовало систематизации методов анализа и синтеза низкочастотных оформлений и разработки системного подхода к теории расчета АС в области низких частот.

Теоретической основой для такого подхода явилось проведение аналогии между характеристиками и параметрами АС в низкочастотной области и характеристиками соответствующих фильтров верхних частот (т. е. фильтров, АЧХ которых претерпевает спад в сторону низких частот — см. гл. 3). Это позволило построить математическую модель АС для низких частот, т. е. идентифицировать ее передаточной дробно-рациональной функцией соответствующего фильтра верхних частот [4.6]. Появление единого системного подхода к анализу и синтезу низкочастотного оформления АС послужило основой для создания методов его оптимального проектирования с использованием ЭВМ [4.7, 4.8]. Суть этих методов состоит в том, что на ЭВМ рассчитывают реальные характеристики акустической системы в области низких частот, являющиеся функцией электромеханических параметров низкочастотного громкоговорителя и конструктивных параметров корпуса, и путем целенаправленного изменения значений параметров системы, с учетом наложенных на них ограничений, минимизируется разница между реальными и желаемыми характеристиками системы. Благодаря применению методов нелинейного программирования и поисковой оптимизации определяются наилучшие, т. е . потенциально достижимые в смысле выбранных критериев оптимальности, электромеханические и конструктивные параметры системы, что практически невозможно при традиционных методах проектирования.

4.2. ТИПЫ НИЗКОЧАСТОТНОГО ОФОРМЛЕНИЯ АС

Передаточные функции систем различного типа

В общем виде передаточную функцию АС в области низких частот можно представить как отношение комплексного выходного сигнала, т. е. звукового давления $P_{вых}(s)$ к комплексному входному сигналу, т. е. напряжению $U_{вх}$ в виде $T(s)=P_{вых}(s)/U_{вх}(s)$ ($s=j\omega$ — комплексная частота).

Как известно из теории линейных цепей и систем, передаточная функция любой линейной системы с сосредоточенными параметрами может быть аппроксимирована дробно-рациональной функцией $T_n(s)=W_m(s)/G_n(s)$ ($W_m(s)$ — полином степени m, $G_n(s)$ — полином степени $n\geqslant m$, корни которого лежат в левой полуплоскости комплексного переменного). С другой стороны, передаточная функция АС в области низких частот в общем виде может быть представлена как произведение передаточных функций громкоговорителя в корпусе $H_А(s)$ и корректирующей цепи $H_К(s)$:

$$T(s)=H_А(s)\,H_К(s). \tag{4.1}$$

Например, для системы закрытого типа без корректирующей цепи [4.9]:

$$H_К(s)=1, \quad T_2(s)=H_{А2}(s)=As^2/(a_2s^2+a_1s+a_0), \tag{4.2}$$

где A, a_0, a_1, a_2 — вещественные коэффициенты, зависящие от электромеханических параметров громкоговорителя, объема корпуса и физических констант.

В области низких частот передаточная функция закрытой системы аналогична передаточной функции фильтра верхних частот полиномиального типа (см. гл. 3) второго порядка с крутизной спада АЧХ в сторону низких частот 12 дБ/окт (рис. 4.2,*а*). Закрытую систему иногда называют системой второго порядка.

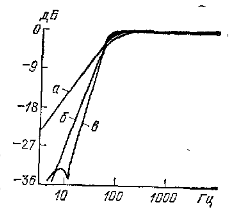


Рис. 4.2. Пример амплитудно-частотных характеристик акустических систем типа *а*; *б*; *в* (рис. 4.1) в низкочастотной области

Для системы фазоинверсного типа с малыми потерями без корректирующих цепей [4.10].

$$H_К(s)=1, \quad T_4(s)=H_{А4}Bs^4/(b_4s^4+b_3s^3+b_2s^2+b_1s+b_0). \tag{4.3}$$

Передаточная функция $T(s)$ фазоинверсной системы с малыми потерями аналогична передаточной функции фильтра верхних частот полиномиального типа четвертого порядка с крутизной спада АЧХ в сторону низких частот 24 дБ/окт. (рис. 4.2,*б*).

Фазоинверсную систему иногда называют системой четвертого порядка.

Для системы с пассивным излучателем с малыми потерями [4.11]:

$H_К(s) = 1, \quad T_4(s) = H_{A4}(s) = (c_5 s^4 + c_6 s^2)/(c_4 s^4 + c_3 s^3 + c_2 s^2 + c_1 s + c_0)$.

В области низких частот $T(s)$ система с пассивным излучателем с малыми потерями аналогична передаточной функции фильтра верхних частот типа Золотарева-Кауэра (см. гл. 3) четвертого порядка. АЧХ системы с пассивным излучателем имеет провал на самых низких частотах, тогда как АЧХ фазоинверсной системы обладает монотонным характером (рис. 4.2,*в*).

Закрытая система с корректирующим фильтром верхних частот первого порядка, включаемым перед усилителем звуковой частоты, характеризуется передаточной функцией вида [4.3]:

$$T_3(s) = H_{A2}(s) H_{K1}(s), \quad H_{K1}(s) = s_1/(s_1 + 1), \qquad (4.4), \ (4.5)$$

где $H_{K1}(s)$ — передаточная функция фильтра верхних частот первого порядка; $s_1 = j\omega/\omega_1$ — комплексная частота, нормированная относительно частоты среза фильтра ω_1; $H_{A2}(s)$ — передаточная функция закрытой системы [см. (4.2)].

В области низких частот $T_3(s)$ закрытой системы с фильтром-корректором верхних частот первого порядка аналогична передаточной функции фильтра верхних частот третьего порядка с крутизной спада АЧХ 18 дБ/окт. (рис. 4.3,*а*).

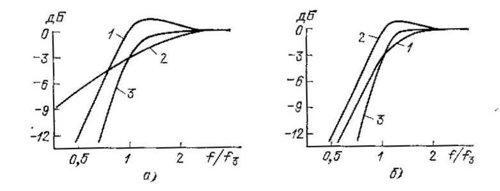


Рис. 4.3. Пример амплитудно-частотных характеристик закрытых систем с корректирующими фильтрами верхних частот первого (*а*) и второго (*б*) порядков:

1 — АЧХ системы без фильтра, *2* — АЧХ фильтра, *3* — АЧХ системы с фильтром

Закрытая система с дополнительным корректирующим фильтром верхних частот второго порядка характеризуется передаточной функцией вида

$$T_4(s) = H_{K2}(s) H_{A2}(s), \quad H_{K2}(s) = s_1^2/(d_2 s_1^2 + d_1 s_1 + d_0), \qquad (4.6), \ (4.7)$$

$H_{K2}(s)$ — передаточная функция фильтра верхних частот второго порядка, H_{A2} — передаточная функция закрытой системы (см. 4.2).

В области низких частот $T_4(s)$ закрытой системы с фильтром-корректором верхних частот второго порядка аналогична передаточной функции фильтра верхних частот четвертого порядка с крутизной спада АЧХ 24 дБ/окт. (рис. 4.3,*б*).

Фазоинверсная система с малыми потерями с фильтром-коррек-

тором первого порядка описывается в области низких частот передаточной функцией вида [4.4]

$$T_5(s) = H_{K1}(s) H_{A4}(s), \qquad (4.8)$$

$H_{K1}(s)$ — передаточная функция фильтра верхних частот первого порядка (4.5), $H_{A4}(s)$ — передаточная функция фазоинверсной системы (4.2).

Передаточная функция фазоинверсной системы с малыми потерями с фильтром-корректором первого порядка в области низких частот аналогична передаточной функции фильтра верхних частот пятого порядка с крутизной спада АЧХ 30 дБ/окт. (рис. 4.4,*а*).

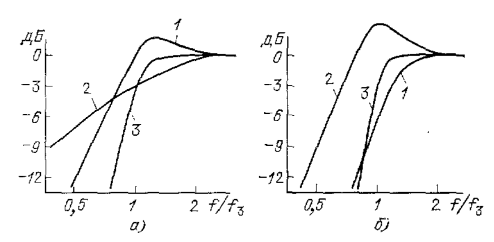


Рис. 4.4. Пример амплитудно-частотных характеристик фазоинверсных систем с корректирующими фильтрами верхних частот первого (*а*) и второго (*б*) порядков:

1 — АЧХ системы без фильтра, *2* — АЧХ фильтра, *3* — АЧХ системы с фильтром

Фазоинверсная система с малыми потерями с фильтром-корректором второго порядка описывается в области низких частот передаточной функцией вида [4.4]

$$T_6(s) = H_{K2}(s) H_{A4}(s),$$

$H_{K2}(s)$ — передаточная функция фильтра верхних частот второго порядка (4.7), $H_{A4}(s)$ — передаточная функция фазоинверсной системы с малыми потерями (4.3), $T_6(s)$ фазоинверсной системы с фильтром-корректором второго порядка аналогична передаточной функции фильтра верхних частот шестого порядка с крутизной спада АЧХ в сторону низких частот 36 дБ/окт. (рис. 4.4,*б*).

Применение активного фильтра-корректора верхних частот на входе усилителя звуковой частоты позволяет, как будет показано ниже, существенно уменьшить амплитуду смещения подвижной системы в области низких частот и тем самым повысить допустимый уровень входной электрической мощности и максимального звукового давления.

Передаточная функция закрытой АС с амплитудным корректором выглядит в общем виде аналогично (4.1):

$$T_2(s) = H_K(s) H_{A2}(s), \qquad (4.9)$$

где $H_{A2}(s)$ — передаточная функция закрытой системы (4.2) а

$$H_К(s) = (a_2 s^2 + a_1 s + a_0)/(a_2' s^2 + a_1' s + a_0') \quad (4.10)$$

— передаточная функция амплитудного корректора. Функция $T(s)$ закрытой системы с амплитудным корректором, таким образом, представляет собой передаточную функцию фильтра верхних частот второго порядка, но с более низкой граничной частотой (рис. 4.5):

$$T_2(s) = A s^2/(a_2' s^2 + a_1' s + a_0').$$

Передаточные функции систем с электромеханической обратной связью [4.1] и с электронным управлением механическими параметрами громкоговорителя за счет комплексного выходного сопротивления усилителя мощности [4.5] отличаются тем, что в выражении для $H_A(s)$ эквивалентные параметры громкоговорителя также являются функцией параметров соответствующих электронных цепей.

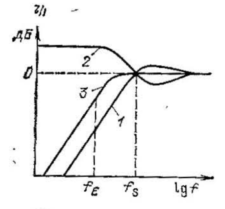


Рис. 4.5. Пример амплитудно-частотной характеристики закрытой системы с амплитудным корректором:

1 — АЧХ системы без корректора, *2* — АЧХ корректора, *3* — АЧХ системы с корректором

Из приведенных выше выражений для передаточных функций систем различного типа можно определить АЧХ, ФЧХ и ГВЗ:

$$АЧХ: 20\lg[T(s)] = 20\lg\{Re^2[T(s)] + Im^2[T(s)]\}^{0,5}, \quad (4.11)$$

$$ФЧХ: \arg[T(s)] = \operatorname{arctg}\{Im[T(s)]/Re[T(s)]\}, \quad (4.12)$$

$$ГВЗ: -d\{\arg[T(s)]\}/d\omega, \quad (4.13)$$

$Re[T(s)]$ — реальная часть $T(s)$, $Im[T(s)]$ — мнимая часть $T(s)$.

Обобщенная эквивалентная акустическая схема низкочастотного оформления АС. Коэффициент полезного действия, амплитудно-частотная характеристика

Передаточная функция акустической системы в области нижних частот $H_A(s)$, рассмотренная выше, определяется из обобщенной эквивалентной акустической схемы. Порядок ее построения методом электромеханических аналогий детально изложен во многих работах по электроакустике, например [2.3].

Общий вид эквивалентной акустической схемы показан на рис. 4.6.

В данной системе электро-механо-акустических аналогий напряжения на схеме представляют собой звуковые давления, а токи — объемные скорости.

Для анализа схемы и получения аналитического выражения для КПД, АЧХ, ФЧХ и т. д. системы того или иного типа необходимо

определить выражения для суммарной объемной скорости $U_0(s)$. При этом выражение для $U_0(s)$ существенно упрощается, если пренебречь элементами, оказывающими в интересующем диапазоне

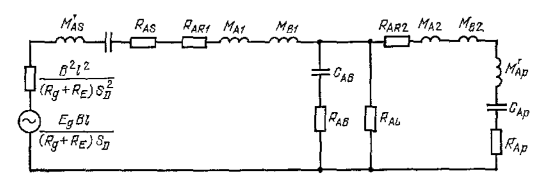


Рис. 4.6. Полная обобщенная эквивалентная акустическая схема низкочастотного громкоговорителя в корпусе:

E_g — напряжение источника сигнала, R_g — выходное сопротивление источника сигнала, R_E — активное сопротивление звуковой катушки, B — плотность магнитного потока в зазоре магнитной цепи, l — длина части звуковой катушки, находящейся в зазоре магнитной цепи, S_D — эффективная площадь диффузора, C_{AS} — акустическая гибкость подвеса, M'_{AS} — акустическая масса подвижной системы, R_{AS} — акустическое сопротивление потерь в подвижной системе, R_{AR1} — активная составляющая сопротивления излучения фронтальной поверхности диффузора, M_{A1} — реактивная составляющая сопротивления излучения (масса воздуха, соколеблющаяся с фронтальной поверхностью диффузора громкоговорителя), M_{B1} — масса воздуха, соколеблющаяся в тыловой поверхности диффузора; C_{AB} — акустическая гибкость воздуха в корпусе АС, R_{AB} — акустическое сопротивление потерь в корпусе АС, обусловленных внутренним поглощением энергии, R_{AL} — акустическое сопротивление потерь, обусловленных утечками воздуха из щелей корпуса АС, R_{AR2} — активная составляющая сопротивления излучения отверстия фазоинвертора или диафрагмы пассивного излучателя, M_{A2} — реактивная составляющая сопротивления излучения отверстия фазоинвертора или диафрагмы пассивного излучателя, M_{B2} — масса воздуха, соколеблющаяся с тыловой поверхностью диафрагмы пассивного излучателя (если таковой присутствует), M'_{Ap} — акустическая масса пассивного излучателя или воздуха в трубе фазоинвертора, C_{Ap} — акустическая гибкость подвеса пассивного излучателя, R_{Ap} — акустическое сопротивление потерь в подвесе пассивного излучателя или в трубе фазоинвертора

низких частот пренебрежимо малое влияние на характеристику объемной скорости $U_0(s)$ [3.7]. Упрощенная схема обобщенной системы изображена на рис. 4.7.

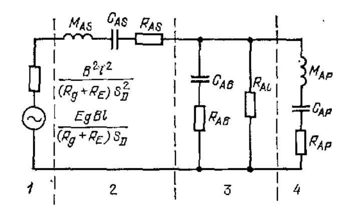


Рис. 4.7. Упрощенная эквивалентная акустическая схема низкочастотного громкоговорителя в корпусе:

1 — источник сигнала, 2 — громкоговоритель, 3 — корпус, 4 — фазоинвертор или пассивный излучатель

Передаточная функция определяется следующим образом [3.7]:

$$H_A(s) = U_0(s)s(R_g + R_E)M_{MS}/(E_g B l S_D),$$

где $U_0(s) = U_D(s) + U_P(s) + U_L(s)$ — векторная сумма объемных скоростей диффузора громкоговорителя, пассивного излучателя (или массы воздуха в отверстии фазоинвертора) и объема воздуха в щелях корпуса; $s = j\omega$ — комплексная частота; $M_{MS} = M_{AS}S^2_D = (M'_{AS} + M_{A1} + M_{B1})S^2_D$ — механическая масса подвижной системы громкоговорителя вместе с соколеблющейся массой воздуха.

На схеме рис. 4.7 $M_{Ap} = M'_{Ap} + M_{A2} + M_{B2}$ — акустическая масса воздуха в трубе фазоинвертора или пассивного излучателя вместе с соколеблющейся массой воздуха.

Схема рис. 4.7 описывает систему с пассивным излучателем, фазоинверсная система образуется за счет закорачивания емкости C_{Ap}, представляющей собой гибкость подвеса подвижной системы пассивного излучателя. Схема системы закрытого типа получается из обобщенной схемы путем удаления ветвей, представляющей пассивный излучатель (или фазоинвертор) и потерь за счет утечек. Схема громкоговорителя в бесконечном экране требует помимо этого закорачивания ветви, представляющей собой внутреннюю часть корпуса — R_{AB} и C_{AB}, что физически соответствует нулевым потерям в корпусе и бесконечной гибкости воздуха в нем. Данная схема справедлива только для диапазона частот, где сохраняется поршневой характер колебания диффузора громкоговорителя, параметры схемы принимаются частотно-независимыми в пределах этого диапазона.

Выражение для $H_A(s)$ является общим для системы закрытого фазоинверсного типа и системы с пассивным излучателем, они отличаются лишь выражениями для соответствующих объемных скоростей $U_0(s)$. Из выражений $H_A(s)$ для каждого типа низкочастотного оформления по формулам (4.11) ... (4.13) можно определить АЧХ, ФЧХ и ГВЗ.

Коэффициент полезного действия системы определяется как отношение излучаемой акустической мощности к подводимой электрической [3.7]:

$$\eta(\omega) = P_A(\omega)/P_E = |U_0|^2 R_{AR1}(R_g + R_E)^2/(E_g^2 R_E),$$

где $P_A(\omega) = |U_0|^2 R_{AR1} = |U_0|^2 \rho_0 \omega^2/(2\pi \cdot c)$ — акустическая мощность, излучаемая системой в области низких частот, R_{AR1} — сопротивление излучения, $\rho_0 = 1{,}2$ г/м³ — плотность воздуха, $c = 340$ м/с — скорость звука,

$$P_E = [E_g/(R_g + R_E)]^2 R_E \quad (4.14)$$

— подводимая электрическая мощность.

Коэффициент полезного действия в условиях свободного поля может быть выражен через передаточную функцию $H_A(s)$ [3.7]:

$$\eta(\omega) = |H_A(s)|^2 \rho_0 B^2 l^2 S_D^2/(4\pi c R_E M_{MS}^2). \quad (4.15)$$

В области частот, где АЧХ выходит на плоский участок, т. е. где $|H_А(s)|=1$, КПД

$$\eta_0=\rho_0 B^2 l^2 S_D^2/(4\pi c R_E M_{MS}^2). \qquad (4.16)$$

Выражения (4.15) и (4.16) характеризуют КПД системы, находящейся в условиях свободного поля; КПД, определяемый в условиях полупространства, больше в 2 раза [3.7].

Акустические системы закрытого типа

Закрытый тип оформления, как было сказано выше, является одним из наиболее часто встречающихся в АС категории Hi—Fi. Принцип действия систем этого типа известен с 30-х годов, а широкое распространение они получили в 50-х годах, когда появились низкочастотные громкоговорители компрессионного типа, предназначенные специально для работы в закрытых корпусах сравнительно небольшого объема. Эквивалентная акустическая и электрическая схемы системы закрытого типа даны на рис. 4.8,*а* и *б*. Норми-

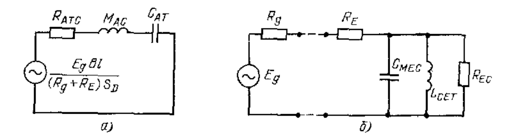


Рис. 4.8. Эквивалентная схема системы закрытого типа:
а) — акустическая; *б*) электрическая

рованная передаточная функция, полученная из анализа эквивалентной акустической схемы [4.9]:

$$H_А(s)=s^2 C_{AT} M_{AC}/(s^2 C_{AT} M_{AC}+s C_{AT} R_{AT}+1), \qquad (4.17)$$

или $H_А(s)=s^2T^2_C/(s^2T^2_C+sT_C/Q_{TC}+1)$, где $C_{AT}=C_{AB}C_{AS}/(C_{AB}+ +C_{AS})$ — акустическая гибкость громкоговорителя, помещенного в закрытый корпус;

$$\omega_C=2\pi f_C=1/T_C=(C_{AT} M_{AC})^{-0,5} \qquad (4.18)$$

— круговая резонансная частота громкоговорителя в закрытом корпусе;

$$Q_{TC}=Q_{EC} Q_{MC}/(Q_{EC}+Q_{MC})=1/(\omega_C C_{AT} R_{AT}) \qquad (4.19)$$

— полная добротность* громкоговорителя в закрытом корпусе; $R_{AT}=R_{AB}+R_{AS}+B^2l^2/[(R_g+R_E)S^2_D]$ — полное сопротивление потерь; $Q_{MC}=1/(R_{AT}C_{AT}\omega_C)$ — механическая добротность громкоговорителя в закрытом корпусе; $Q_{EC}=\omega_C R_E M_{AS} S^2_D$ — электрическая добротноость громкоговорителя в закрытом корпусе; $\alpha=C_{AS}/C_{AB}$ —

* Добротность — величина, обратная коэффициенту потерь.

соотношение гибкости подвеса и гибкости воздуха в закрытом корпусе.

Значения элементов эквивалентной электрической схемы:

$$C_{MEC}=M_{AS}S_D^2/(B^2 l^2), \quad L_{CET}=C_{AT}B^2 l^2/S_D^2,$$

$$R_{EC}=B^2 l^2/[(R_{AB}+R_{AS})S_D^2].$$

Выражение для комплексной передаточной функции закрытой системы $H_A(s)$ (4.17) позволяет в соответствии с выражениями (4.11) ... (4.13) рассчитать АЧХ, ФЧХ и ГВЗ закрытой системы в области низких частот и количественно оценить влияние на них отдельных электромеханических параметров громкоговорителя.

На рис. 4.9,*а* изображены нормированные АЧХ закрытой системы для разных значений полной добротности громкоговорителя в

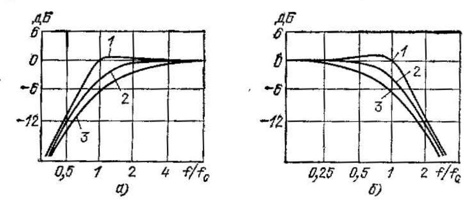


Рис. 4.9. Нормированные АЧХ (*а*) и зависимость амплитуды смещения диффузора от частоты (*б*) закрытой системы:

1 — полная добротность системы $Q_{TC}=1$, *2* — $Q_{TC}=0{,}707$, *3* — $Q_{TC}=0{,}5$

корпусе — Q_{TC}. При $Q_{TC}<0{,}707$ АЧХ носят гладкий характер, при $Q_{TC}>0{,}707$ на АЧХ появляется максимум. Значение $Q_{TC}=0{,}707$ соответствует максимально гладкой АЧХ, аппроксимированной по Баттерворту [4.9].

Анализ эквивалентной акустической и электрической схем закрытой системы позволяет, кроме того, рассчитать такие важные характеристики, как зависимость от частоты амплитуды смещения подвижной системы громкоговорителя, коэффициент полезного действия, электрическую мощность, ограниченную допустимой амплитудой смещения подвижной системы, максимальную акустическую мощность и характеристику смещения подвижной системы [4.9]:

$$X_D=\sqrt{P_E}\,\sigma_x X(s)K_X, \qquad (4.20)$$

где P_E — подводимая электрическая мощность, определяемая выражением (4.14), Вт; $\sigma_x=C_{MC}Bl/\sqrt{R_E}=V_{AS}/(2\pi\rho_0 c^2 f_S Q_{ES} S^2{}_D)$ — статическая чувствительность смещения подвижной системы громкоговорителя на постоянном токе, $M/\sqrt{\text{Вт}}$; $X(s)=1/(s^2T^2{}_C+sT_C/Q_{TC}+{}$ $+1)$ — нормированная операторная функция смещения диффузора; $K_X=1/(\alpha+1)$ — коэффициент нормирования $X(s)$ закрытой системы аналогична передаточной функции фильтра нижних частот. На

рис. 4.9,б даны зависимости от частоты модуля $X(s)$ при разных значениях полной добротности системы Q_{TC}. Характеристики $|H_A(s)|$ и $|X(s)|$ для соответствующих значений Q_{TC} являются зеркальными относительно частоты резонанса громкоговорителя в закрытом корпусе. КПД определяется из выражения [4.9]:

$$\eta_0 = \rho_0 B^2 l^2 S_D^2/(4\pi c R_E M_{MS}^2) = 2\pi^2 f_c^3 V_{AT}/(c^3 Q_{EC}) = K_\eta^{\alpha} f_3^3 V_B, \quad (4.21)$$

где $K_\eta = (2\pi^2/c^3)(f^3{}_c/f^3{}_3)(V_{AT}/V_B)(1/Q_{EC})$, f_3 — частота среза АЧХ, отсчитываемая по уровню —3 дБ; $V_{AT} = \rho_0 c^2 C_{AT}$ — объем воздуха, имеющий гибкость, равную гибкости подвеса громкоговорителя, помещенного в закрытый корпус.

Теоретически максимально достижимое значение КПД закрытой системы в условиях свободного поля [4.9]

$$\eta_{0\,max} = 1{,}0 \cdot 10^{-6} f_3^3 V_B. \quad (4.22)$$

достигается в отсутствие механических потерь в подвесе громкоговорителя (т. е. при $Q_{MC} = \infty$), при суммарной добротности $Q_{TC} = 1{,}1$, что соответствует АЧХ с максимумом около 2 дБ и наличии идеального изотермического режима, обеспечиваемого при заполнении внутреннего объема звукопоглощающим веществом с бесконечно большой теплоемкостью, а процесс сжатия и расширения воздуха в корпусе происходит при постоянной температуре.

Например, идеальная закрытая система с объемом корпуса $V_B = 50$ дм³ и нижней граничной частотой $f_3 = 46$ гц будет иметь КПД

$$\eta_0 = 1{,}0 \cdot 10^{-6} \cdot 46^3 \cdot 50 \cdot 10^{-3} = 0{,}484 \cdot 10^{-2} = 0{,}484\ \%.$$

Из выражения

$$p = \sqrt{P_{AR}\rho_0 c/(4\pi r^2)} = \sqrt{P_E \eta_0 \rho_0 c/(4\pi r^2)}, \quad (4.23)$$

связывающего уровень звукового давления p (Па) на расстоянии r от громкоговорителя с акустической мощностью P_{AR} в условиях свободного поля, можно определить уровень характеристической чувствительности (дБ) системы

$$N_0 = 20 \lg (p/p_0) = 20 \lg \left(\sqrt{P_E \eta_0 \rho_0 c/(4\pi r^2)}/2 \cdot 10^{-5}\right). \quad (4.24)$$

Уровень характеристической чувствительности рассматриваемой системы (т. е. уровень звукового давления на расстоянии 1 м от системы при подаче на нее сигнала с мощностью 1 Вт)

$$N_0 = 20 \lg \left(\sqrt{0{,}484 \cdot 10^{-2} \cdot 1{,}2 \cdot 340/4\pi \cdot 1/2} \cdot 10^{-5}\right) = 85{,}9\ \text{дБ}.$$

Для сравнения рассчитаем уровень характеристической чувствительности и КПД закрытой системы с громкоговорителем, имеющей тот же объем корпуса V_B, аналогичную граничную частоту f_3 (по уровню —3 дБ), если электрическая добротность громкоговорителя $Q_{ES} = 0{,}206$, механическая $Q_{MS} = 7{,}08$, частота резонанса $f_S = 12{,}8$ Гц, эквивалентный объем $V_{AS} = 446$ дм³, эффективный радиус диффузора 0,126 м.

Определим параметры системы α, V_{AT}, Q_{EC}, f_C:

$$\alpha = V_{AS}/V_B = 446/50 = 8{,}92,$$

$$V_{AT}=V_{AS}V_B/(V_{AS}+V_B)=446\cdot 50/(446+50)=44{,}9\ \text{дм}^3,$$

$$Q_{EC}=Q_{ES}\sqrt{1+\alpha}=0{,}206\cdot\sqrt{1+8{,}92}=0{,}648,$$

$$f_C=f_S\sqrt{1+\alpha}=12{,}8\cdot\sqrt{1+8{,}92}=40{,}3\ \text{Гц}.$$

Определим из выражений (4.21) и (4.24) КПД и уровень характеристической чувствительности:

$$\eta_0=2\pi^2\cdot 40{,}3^3\cdot 44{,}9\cdot 10^{-3}/(340^3\cdot 0{,}648)=0{,}286\cdot 10^{-2}=0{,}295\ \%,$$

$$N_0=20\lg\left(\sqrt{0{,}286\cdot 10^{-2}\cdot 1{,}2\cdot 340/(4\pi\cdot 1)}/2\cdot 10^{-5}\right)=83{,}8\ \text{дБ}.$$

Таким образом, уровень характеристической чувствительности реальной системы на 2,1 дБ ниже, чем теоретически достижимый.

Электрическая мощность, ограниченная допустимой амплитудой смещения подвижной системы [4.9],

$$P_E=0{,}5\,(X_{D\max}/\sigma_X\cdot K_X\,|X(s)|_{\max})^2=2\pi\,\rho_0 c^2 f_C Q_{EC} V_D^2/(V_{AT}|X(s)^2|_{\max}),$$

где $X_{D\max}$ — максимально допустимое значение амплитуды смещения подвижной системы; $V_D=S_DX_{D\max}$ — максимальное объемное смещение диффузора; $|X(s)|_{\max}$ — максимальное значение АЧХ нормированной функции смещения.

Максимальная акустическая мощность, развиваемая закрытой системой [4.9],

$$P_{AR}=\left(2\pi^3\rho_0 f_C^4 V_D^2\right)/\left(c|X(s)|^2_{\max}\right). \qquad (4.25)$$

Теоретически достижимая акустическая мощность, развиваемая закрытой системой в условиях свободного поля, соответствует АЧХ с максимумом 1,9 дБ при $Q_{TC}=1{,}1$ [4.9]:

$$P_{AR}=0{,}425\,f_3^4\,V_D^2.$$

Например, максимальная акустическая мощность идеальной закрытой системы с граничной частотой $f_3=46$ Гц, эффективным радиусом диффузора $r_D=0{,}126$ м и допустимым максимальным значением амплитуды смещения подвижной системы $X_{D\max}=12$ мм составляет

$$P_{AR}=0{,}425\cdot 46^4\,[\pi\cdot 0{,}126^2\cdot 12\cdot 10^{-3}]^2=0{,}682\ \text{Вт}.$$

Из выражений (4.43) и (4.44) определим максимальный уровень звукового давления:

$$N_{\max}=20\lg\left(\sqrt{0{,}682\cdot 1{,}2\cdot 340/4\pi\cdot 1^2}/2\cdot 10^{-5}\right)=107{,}4\ \text{дБ}.$$

Рассчитаем максимальную акустическую мощность и уровень звукового давления реальной системы, обладающей такими же параметрами f_3, $X_{D\max}$, S_D и электромеханическими параметрами $V_B=50$ дм^3, $V_{AS}=446$ дм^3, $f_S=12{,}8$ Гц, $f_C=40{,}3$ Гц, $Q_{TC}=0{,}630$, $\alpha=8{,}92$:

$$P_{AR}=2\pi^3\cdot 1{,}2\cdot 40{,}3^4\,[\pi\cdot 0{,}126^2\cdot 12\cdot 10^{-3}]^2/340\cdot 1^2=0{,}207\ \text{Вт},$$

$$N_{\max}=20\lg\left(\sqrt{0{,}207\cdot 1{,}2\cdot 340/4\pi\cdot 1^2}/2\cdot 10^{-5}\right)=102{,}3\ \text{дБ}.$$

Таким образом, максимальное звуковое давление, развиваемое данной реальной закрытой АС на 5,1 дБ ниже теоретически достижимого.

При расчете характеристик закрытой системы основную трудность представляет точное определение параметров системы, при-

чем наиболее сложной задачей является оценка влияния потерь в корпусе АС. Хорошо известно, что звукопоглощающий материал уменьшает вредное влияние на АЧХ системы стоячих волн внутри корпуса в верхней части рабочего диапазона частот низкочастотного громкоговорителя (см. гл. 5). Вопрос о влиянии звукопоглощающего материала на характеристики и параметры системы на самых низких частотах рассмотрен в работах [4.6, 4.9].

Заполнение закрытого корпуса приводит к увеличению КПД системы. Реальный выигрыш в КПД не превышает 15%, поскольку при заполнении возникают следующие эффекты, ослабляющие соответствующее возрастание η_0:

а) при заполнении возрастает гибкость воздуха в корпусе C_{AB}, что приводит к уменьшению α по сравнению с закрытым корпусом. Возрастание C_{AB} составляет не более 25%;

б) внесение заполнения вносит дополнительные потери энергии, что приводит к уменьшению механической добротности Q_{MC}, т. е. увеличению демпфирования и соответственно уменьшению η_0. Обычно громкоговорители в пустых корпусах имеют механическую добротность $Q_{MC}=5\ldots10$, тогда как в заполненных $Q_{MC}=2\div5$;

в) внесение звукопоглощающего материала может приводить к увеличению присоединенной массы подвижной системы за счет того, что часть материала, находящегося около тыльной стороны диффузора начинает колебаться вместе с ним. Увеличение эффективной массы подвижной системы может меняться от пренебрежимо малых величин до 20%.

Эффект увеличения гибкости C_{AB} при заполнении корпуса всегда имеет положительное значение для разработчика, так как это позволяет уменьшить объем корпуса V_B при сохранении граничной частоты f_3 и КПД η_0, либо увеличить КПД η_0 при сохранении объема V_B и частоты f_3, либо снизить f_3 при сохранении V_B и η_0. Увеличение потерь, т. е. уменьшение Q_{MC} проявляет свое отрицательное действие в уменьшении η_0, но этот эффект незначителен, так как он может быть скомпенсирован увеличением η_0 за счет увеличения гибкости C_{AB}.

Рассчитаем для примера два варианта закрытой акустической системы — первый, когда акустическая система рассчитывается под готовый громкоговоритель, второй, когда и система, и громкоговоритель рассчитываются совместно под заданные требования. Очевидно, что первый путь является компромиссным, так как у разработчика нет гарантии, что он обеспечит с уже готовым громкоговорителем нужные характеристики разрабатываемой системы.

Сначала приведем наиболее важные соотношения, используемые далее для расчетов. Можно считать с достаточной степенью точности, что соотношение полных добротностей и резонансных частот громкоговорителя в закрытом корпусе и без оформления связаны соотношением

$$Q_{TC}/Q_{TC} \approx Q_{EC}/Q_{ES} = f_C/f_S = \sqrt{(\alpha+1)}, \tag{4.26}$$

откуда $f_C/Q_{TC} \approx f_S/Q_{TS}$.

<------------ Начало параграфа 4.2 в предыдущем файле (41-42h1.djvu)

Следует заметить, что современные усилители звуковой частоты имеют очень малое выходное сопротивление (сотые и тысячные доли ома) и не оказывают влияния на электрическую и, соответственно, полную добротность громкоговорителя. Однако, если громкоговоритель используют в системе с пассивными разделительными фильтрами, их выходное сопротивление оказывает влияние на электрическую и полную добротность громкоговорителя. Можно считать, что на низких частотах выходное сопротивление разделительного фильтра низкочастотного канала равно активному сопротивлению на постоянном токе катушки (или катушек) индуктивности, находящихся в продольной ветви фильтра. Тогда изменение электрической добротности определяется выражением

$$Q'_{ES} = Q_{ES}(1 + R_a/R_E), \tag{4.27}$$

и

$$Q'_{EC} = Q_{EC}(1 + R_a/R_E),$$

где R_a — выходное сопротивление фильтра на постоянном токе; Q'_{ES} — измененное значение электрической добротности громкоговорителя без оформления; Q'_{EC} — измененное значение электрической добротности громкоговорителя в закрытом ящике.

Обычно увеличение электрической добротности лежит в пределах 1,05 ... 1,25. Заметим, что в такое же число раз уменьшается КПД η_0. Таким образом, при использовании в системе пассивных разделительных фильтров следует учитывать изменение добротностей Q_{ES}, Q_{EC} и соответственно Q_{TS} и Q_{TC}. Это в равной мере касается и рассматриваемых ниже фазоинверсных систем.

Очевидно, что при конструировании закрытой системы под готовый громкоговоритель его пригодность для разрабатываемой системы определяется значением его параметров и рядом налагаемых на них условий. Резонансная частота громкоговорителя f_S должна быть всегда ниже частоты резонанса в системе f_C. Если перед разработчиком стоит цель создания закрытой системы небольшого объема, т. е. «компрессионного» типа, то соотношение гибкостей α должно удовлетворять условию $\alpha \geqslant 3$, частоте резонанса громкоговорителя $f_S \leqslant 0{,}5 f_C$, полная добротность $Q_{TS} \leqslant 0{,}5 Q_{TC}$. Эквивалентный объем громкоговорителя V_{AS} должен быть в несколько раз выше требуемого объема корпуса V_B. Таким образом, расчет системы начинается с измерений параметров громкоговорителя, помещенного в экран, определяемых, в свою очередь, из кривой модуля его входного сопротивления в области низких частот (рис. 4.10). Частоту резонанса f_S находят по максимуму кривой. Частоты f_1 и f_2 выбирают так, чтобы им соответствовало значение модуля

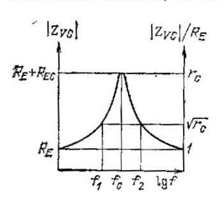


Рис. 4.10. Частотная зависимость модуля входного сопротивления громкоговорителя в закрытом корпусе (без учета индуктивности звуковой катушки) (ошибочно r_C, а не r_0)

входного сопротивления $\sqrt{r_0}$, где $r_0=(R_E+R_{ES})/R_E$. Тогда параметры громкоговорителя без оформления определяют из выражений [3.7]:

$$Q_{MS}=f_S\sqrt{r_0}/(f_2-f_1),\quad Q_{ES}=Q_{MS}/(r_0-1),\quad Q_{TS}=Q_{MS}Q_{ES}/(Q_{MS}+Q_{ES}). \qquad (4.28),\ (4.29),\ (4.30)$$

Для определения эквивалентного объема V_{AS} громкоговоритель помещают в небольшой тестовый закрытый корпус известного объема V_T, параметры громкоговорителя (4.28) ... (4.30) измеряют в нем еще раз и эквивалентный объем определяют следующим образом:

$$V_{AS}=V_T\,[(f_{CT}Q_{ECT})/(f_SQ_{ES})-1],$$

где f_{CT}, Q_{ECT} — резонансная частота и добротность громкоговорителя в тестовом корпусе.

Для громкоговорителя 100ГД-1 измеренные указанным выше способом параметры составляют: $R_E=6{,}9$ Ом, $f_S=12{,}8$ Гц, $Q_{MS}=7{,}08$, $Q_{ES}=0{,}206$, $V_{AS}=446$ дм^3; $Q_{TS}=0{,}2$.

Номинальная мощность громкоговорителя $P_E=100$ Вт, максимальная амплитуда смещения $X_{max}=12\cdot10^{-3}$ м, эффективный радиус диффузора $r_D=0{,}126$ м, эффективная площадь диффузора $S_D=4{,}987\cdot10^{-2}$ м^2, и соответственно, максимальный объем смещения $V_D=S_DX_{max}=5{,}985\cdot10^{-4}$ м^3. Зададимся добротностью системы $Q_{TC}=0{,}707$, что соответствует максимально гладкой аппроксимации по Баттерворту (см. гл. 3).

Пусть в системе использованы пассивные разделительные фильтры и сопротивление фильтра нижних частот на постоянном токе $R_a=0{,}8$ Ом. Тогда изменившееся значение электрической добротности громкоговорителя определяем из выражения (4.27):

$$Q'_{ES}=0{,}206\,(1+0{,}8/6{,}9)=0{,}23.$$

Полную добротность определяем из выражения (4.30): $Q'_{TS}=0{,}223$. Из выражения (4.26) $\alpha=(Q'_{TC}/Q'_{TS})^2-1=9{,}05$.

Определим из выражения (4.26) частоту резонанса в незаполненном корпусе

$$f_C=12{,}8\sqrt{1+9{,}05}=40{,}57\ \text{Гц}.$$

Внутренний объем незаполненного корпуса

$$V_B=V_{AS}/\alpha=446/9{,}05=49{,}3\ \text{дм}^3.$$

Определим: $V_{AT}=V_{AS}V_B/(V_{AS}+V_B)=446\cdot49{,}3/(446+49{,}3)=44{,}4$ дм^3.

Рассчитанный объем V_B соответствует незаполненному объему корпуса. При заполнении корпуса звукопоглощающим материалом гибкость воздуха в нем возрастает, что эквивалентно увеличению внутреннего объема $V_{BF}>V_B$. Для точного определения V_{BF}, т. е. объема воздуха, имеющего такую же гибкость, что и воздух, находящийся в корпусе с заполнением, необходимо измерить параметры громкоговорителя f_{CF}, Q_{ECF} в корпусе с заполнением по методу, указанному выше. Новое значение α_F определяем из выражения $\alpha_F=f_{CF}Q_{ECF}/f_CQ_{EC}-1$.

Точное значение объема V_{BF} определяем из выражения $V_{BF} = V_{AS}/\alpha_F$.

Изменение объема V_{BF} в корпусе с заполнением можно также оценить из формулы [4.9]:

$$V_{BF}/V_B = [(f_C Q_{EC}/f_S Q_{ES} - 1)/(f_{CF} Q_{ECF}/f_S Q_{ES} - 1)],$$

где f_S, Q_{ES} — параметры громкоговорителя без оформления; f_C, Q_{EC} — параметры громкоговорителя в корпусе без заполнения звукопоглощающим материалом; f_{CF}, Q_{ECF} — параметры громкоговорителя в корпусе с заполнением.

Определим электрическую добротность громкоговорителя в корпусе из выражения (4.26):

$$Q_{EC} = 0,230 \sqrt{9,05+1} = 7,29.$$

Используя (4.21), (4.24) и (4.25), определим КПД системы, характеристическую чувствительность, акустическую мощность, ограниченную амплитудой смещения подвижной системы, и максимальный уровень звукового давления:

$$\eta_0 = 2\pi^2 40,57^3 \cdot 44,4 \cdot 10^{-3}/340^3 \cdot 7,29 = 0,204 \cdot 10^{-2} = 0,204\ \%,$$

$$N_0 = 20 \lg (\sqrt{0,204 \cdot 10^{-2}\ 1,2 \cdot 340/4\pi \cdot 1^2}/2 \cdot 10^{-5}) = 2,2\ дБ,$$

$$P_{AR} = 2\pi^3 \cdot 1,2 \cdot 40,57^4\ (5,985 \cdot 10^{-4})^2/340 \cdot 1^2 = 0,212\ Вт,$$

$$N_{max} = 20 \lg (\sqrt{0,212 \cdot 1,2 \cdot 340/4\pi \cdot 1^2}/2 \cdot 10^{-5}) = 102,4\ дБ.$$

Электрическая мощность, соответствующая этому уровню звукового давления,

$$P_E = P_{AR}/\eta_0 = 0,212/0,204 \cdot 10^{-2} = 104\ Вт.$$

Рассмотрим расчет закрытой системы под заданные требования. Исходными данными в таком случае являются, как правило, форма АЧХ системы (т. е. Q_{TC} и f_C), нижняя граничная частота f_3, максимальный уровень звукового давления N_{max} и минимальный КПД или максимальный объем корпуса V_B. Пусть, например, заданы требования: АЧХ, аппроксимированная по Чебышеву с добротностью $Q_{TC} = 1,1$ (что соответствует, как было сказано выше, одному из условий максимального КПД), максимальный объем корпуса $V_B = 100$ дм^3, нижняя граничная частота (по требованиям ГОСТ 23262—83) 31,5 Гц (т. е. по уровню — 8 дБ) и максимальный уровень звукового давления 110 дБ. Перед началом расчета необходимо задаться величиной механической добротности Q_{MC} и отношением гибкостей α. Зададимся наиболее часто встречающимся значением $Q_{MS} = 5$. Приемлемые величины α лежат в пределах 3 ... 10. Зададимся значением $\alpha = 6$.

Из выражения, связывающего граничную частоту f_N, на которой спад АЧХ составляет N дБ (в данном случае 8 дБ), с частотой резонанса системы f_C и добротностью системы Q_{TC}

$$f_C = f_N / \sqrt{\frac{[(1/Q_{TC})^2 - 2] + \sqrt{(1/Q_{TC}^2 - 2)^2 + 4\,(10^{0,1\,N} - 1)}}{2\,(10^{0,1\,N} - 1)}},$$

$$f_C = 31,5 \Bigg/ \sqrt{\frac{[(1/1,1)^2 - 2] + \sqrt{(1/1,1^2 - 2)^2 + 4\,(10^{0,1 \cdot 8} - 1)}}{2\,(10^{0,1 \cdot 8} - 1)}} = 54,2\ Гц.$$

Определим

$$f_3 = 54,2\sqrt{\frac{[(1/1,1)^2-2]+\sqrt{(1/1,1^2-2)^2+4\,(10^{0,1\cdot 3}-1)}}{2\,(10^{0,1\cdot 3}-1)}} = 41 \text{ Гц}.$$

Для $Q_{MC}=5$ рассчитаем значение электрической добротности из выражения (4.19):

$$Q_{EC}=Q_{MC}\,Q_{TC}/(Q_{MC}-Q_{TC})=5\cdot 1,1/(5-1,1)=1,41.$$

Из выражения (4.26) определяем значения f_S и Q_{ES}:

$$f_S=54,2/\sqrt{1+6}=20,48\text{ Гц},\quad Q_{ES}=1,41/\sqrt{1+6}=0,533.$$

Тогда для незаполненного корпуса:

$$V_{AS}=\alpha\,V_B=6\cdot 100=600\text{ дм}^3$$

$$V_{AT}=V_{AS}\,V_B/(V_{AS}+V_B)=100\cdot 600/(100+600)=85,7\text{ дм}^3.$$

Из выражений (4.21) и (4.24) определим КПД и уровень характеристической чувствительности

$$\eta_0=2\,\pi^2\cdot 54,2^3\cdot 85,7\cdot 10^{-3}/340^3\cdot 1,41=0,489\cdot 10^{-2}=0,489\,\%,$$

$$N_0=20\lg\left(\sqrt{0,489\cdot 10^{-2}\cdot 1,2\cdot 340/4\,\pi\cdot 1}/2\cdot 10^{-5}\right)=86\text{ дБ}.$$

Из выражения для уровня максимального звукового давления (4.24) определим максимальное звуковое давление $p_{max}=6{,}32$ Па и из выражения (4.23) определим максимальную акустическую мощность

$$P_{AR}=4\pi\cdot 1^2(6{,}32)^2/1{,}2\cdot 340=1{,}23\text{ Вт}.$$

Определим из выражения для КПД максимальную электрическую мощность, ограниченную амплитудой смещения подвижной системы

$$P_{ER}=P_{AR}/\eta_0=1,23/0,489\cdot 10^{-2}=252\text{ Вт}.$$

Из выражения (4.25) определяем максимальный объем смещения V_D учитывая, что $|X(j\omega)|^2_{max}=Q^4_{TC}/(Q^2_{TC}-0{,}25)$:

$$|X(j\,\omega)|^2_{max}=1,1^4/(1,1^2-0,25)=1,53,$$

$$V_D=(c|X(j\,\omega)|^2_{max}\,P_{AR}/2\,\pi^3\,\rho_0\,f_C^4)^{0,5},$$

$$V_D=(340\cdot 1,53\cdot 1,23/2\,\pi^3/\cdot 1,2\cdot 54,2^4)^{0,5}=9,98\cdot 10^{-4}\text{ м}^3=0,998\text{ дм}^3.$$

Максимальный объем смещения V_D составляет только 0,8% объема корпуса V_B, что обеспечивает линейность гибкости воздуха в корпусе. При эффективном радиусе диффузора $r_D=0{,}175$ м, что соответствует эффективной площади $S_D=\pi r^2_D=\pi\cdot 0{,}175^2=0{,}96\cdot 10^{-3}$ м², максимальное смещение подвижной системы составит

$$X_{D\,max}=V_D/S_D=9,98\cdot 10^{-4}/0,96\cdot 10^{-2}=10,3\cdot 10^{-3}\text{ м}\approx 10\text{ мм}.$$

Рассчитаем параметры низкочастотного громкоговорителя.

Механическая гибкость подвеса

$$C_{MS}=C_{AS}/S_D^2=V_{AS}/\rho\,c^2\,S_D^2=600\cdot 10^{-3}/1,2\cdot 340^2\,(0,96\cdot 10^{-3})^2=$$

$$=4,69\cdot 10^{-4}\text{ м/н}.$$

Полная механическая масса

$$M_{MS}=1/[(2\pi f_S)^2 C_{MS}]=1/[(2\pi\cdot 20,5)^2\cdot 4,69\cdot 10^{-4}]=0,129 \text{ кг}.$$

Масса подвижной системы без соколеблющейся массы воздуха:

$$M'_{MS}=M_{MS}-(M_{M1}+M_{MB1}),$$

где $M_{M1}=3,14r^3{}_D$ — масса, соколеблющаяся с фронтальной поверхностью диффузора; $M_{MB1}=0,65\pi\rho_0 r^3{}_D$ — масса, соколеблющаяся с тыловой поверхностью диффузора;

$$M'_{MS}=0,129-(3,14\cdot 0,175^3+0,65\,\pi\cdot 1,2\cdot 0,175^3)=0,096 \text{ кг}.$$

Определим коэффициент электромеханической связи

$$Bl=(2\pi f_S\, R_E\, M_{MS}/Q_{ES})^{0,5}=(2\,\pi\cdot 20,5\cdot 6,9\cdot 0,107/\,0,533)^{0,5}=14,6 \text{ Тм}.$$

Закрытые системы с корректирующими фильтрами верхних частот

Включение на входе усилителя звуковой частоты корректирующего активного фильтра верхних частот, электрические параметры которого связаны определенным образом с электромеханическими параметрами громкоговорителя (в закрытом или фазоинверсном оформлении), позволяет, как было сказано выше, существенно снизить амплитуду смещения диффузора в области частот ниже резонансной частоты громкоговорителя. Это обусловливает значительное уменьшение нелинейных искажений в области низких частот и повышение уровня максимальной входной электрической мощности, ограниченной допустимой амплитудой смещения диффузора.

На рис. 4.11 изображены примеры максимально плоских АЧХ и соответствующие им характеристики смещения закрытой системы и закрытой системы с активными корректирующими фильтрами верхних частот первого и второго порядка. Анализ характеристик смещения диффузора у этих систем показывает, что амплитуда смещения значительно уменьшается в системах с фильтрами по

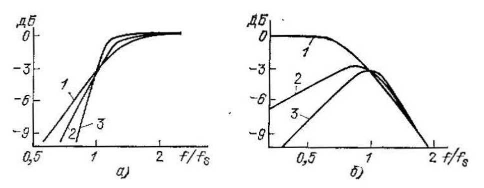


Рис. 4.11. Нормированные характеристики закрытых систем второго (1), третьего (2) и четвертого (3) порядка (максимально плоская аппроксимация по Баттерворту):
а) АЧХ; б) зависимость амплитуды смещения диффузора от частоты

сравнению с системами без фильтров, имеющих такую же граничную частоту. Так, например, у закрытой системы с фильтром верхних частот второго порядка с АЧХ, аппроксимированной по Баттерворту (см. гл. 3), максимальная амплитуда нормированного смещения $|X(s)|_{max}$ меньше в 1,4 раза, чем у закрытой системы без соответствующего фильтра верхних частот. Это соответствует увеличению подводимой электрической мощности (4.22), ограниченной амплитудой смещения и излучаемой акустической мощности (4.23) примерно вдвое.

Передаточная функция закрытой системы третьего порядка (4.4)

$$T_3(s) = H_K(s) H_A(s) = \frac{sT_C/h_1}{sT_C/h_1 + 1} \frac{s^2 T_C^2}{s^2 T_C^2 + sT_C/Q_{TC} + 1}, \qquad (4.31)$$

где $T_C = 1/\omega_C$ и Q_{TC} — параметры закрытой системы, определенные из (4.18) и (4.19), а $h_1 = \omega_1/\omega_C$ — нормированная относительно резонансной частоты громкоговорителя частота среза фильтра верхних частот первого порядка.

Передаточная функция закрытой системы четвертого порядка (4.6)

$$T_4(s) = H_K(s) H_A(s) = \frac{s^2 T_C^2/h_1^2}{s^2 T_C^2/h_1^2 + sT_C/(h_1 Q_1) + 1} \frac{s^2 T_C^2}{s^2 T_C^2 + sT_C/Q_{TC} + 1}, \qquad (4.32)$$

$h_1 = \omega_1/\omega_C$ — нормированная частота среза фильтра второго порядка, Q_1 — добротность фильтра второго порядка.

Пример АЧХ закрытых систем третьего и четвертого порядка дан на рис. 4.3.

В табл. 4.1 даны параметры закрытых систем третьего порядка, имеющих гладкие или близкие к гладким АЧХ. Вариант параметров, представленный в табл. 4.1 под номером 3, соответствует АЧХ, изображенной на рис. 4.3,*а* [4.3].

В табл. 4.2 представлены параметры закрытых систем четвертого порядка, т. е. с корректирующим фильтром второго порядка. Поскольку и фильтр, и закрытая система описываются передаточными функциями второго порядка, то для любого типа АЧХ су-

Таблица 4.1

№ п/п	Вид аппроксимации	Пик АЧХ, дБ	$h_C = f_s/f_C$	$h_1 = f_1/f_C$	Q_{TC}
1	Квазивторого порядка	—	1,048	0,700	0,814
2	Квазивторого порядка	—	1,027	0,900	0,917
3	По Баттерворту	—	1,000	1,000	1,000
4	По Чебышеву	0,050	0,945	1,257	1,257
5	По Чебышеву	0,400	0,918	1,633	1,633
6	По Чебышеву	1,000	0,911	2,018	2,018

Таблица 4.2

№ п/п	Вид аппроксимации	Пик АЧХ, дБ	$h_1(1) = 1/h_1(2)$	$h_1(2) = 1/h_1(1)$	$Q_1(1) = Q_{TC}(2)$	$Q_{TC}(1) = Q_1(2)$	$h_C(1) = f_з(1)/f_C$	$h_C(2) = f_з(2)/f_C$
1	Квазитретьего порядка	—	1,322	0,756	0,947	0,519	1,436	1,086
2	Квазитретьего порядка	—	1,573	0,636	0,784	0,511	1,864	1,185
3	По Баттерворту	—	1,000	1,000	1,307	0,541	1,000	1,000
4	По Чебышеву	0,05	0,725	1,379	1,998	0,600	0,691	0,953
5	По Чебышеву	0,4	0,594	1.683	2,793	0,687	0,555	0,934
6	По Чебышеву	1,0	0,532	1.879	3,559	0,784	0,492	0,925

ществует два варианта сочетаний передаточных функций фильтра и системы. Добротности передаточных функций фильтра Q_1 и системы Q_{TC} для первого сочетания соответствуют добротности Q_{TC} системы и Q_1 фильтра — для второго. Соответственно нормированная частота среза фильтра h_1 для первого сочетания параметров соответствует $1/h_1$ для второго. Совокупность параметров, представленных в табл. 4.2 под номером 3 (максимально плоская АЧХ), изображена на рис. 4.3,*б* — АЧХ фильтра и системы — в соответствии с вышесказанным являются взаимозаменяемыми.

Закрытые системы с амплитудными корректорами, усиливающими сигнал на низких частотах

В отличие от систем с активными фильтрами верхних частот, снижающих амплитуду смещения диффузора громкоговорителя на низких частотах, в системах с амплитудными корректорами имеет место увелнчение амплитуды смещения диффузора, что является отрицательным фактором, но при этом снижается нижняя граничная частота системы за счет увеличения электрической мощности, подаваемой от усилителя, и повышеиия амплитуды сигнала на низких частотах (см. рис. 4.5). Фильтры верхних частот повышают порядок передаточной функции системы и увеличивают крутизну спада АЧХ звукового давления в области нижних частот, а системы с амплитудными корректорами не увеличивают порядка передаточной функции, но использование амплитудных корректоров предъявляет повышенные требования к способности громкоговорителя выдерживать дополнительное тепло, рассеиваемое звуковой катушкой, и обеспечивать большую амплитуду смещения подвижной системы.

Передаточную функцию закрытой системы с амплитудным корректором можно выразить в соответствии с (4.9) и (4.10) следующим образом:

$$H_2'(s) = \frac{s^2}{s^2 + (\omega_C/Q_{TC})\, s + \omega_C^2} \; \frac{s^2 + (\omega_C/Q_{TC})\, s + \omega_C^2}{s^2 + (\omega_E/Q_{TE})\, s + \omega_E^2}. \qquad (4.33)$$

где первый сомножитель выражения (4.33) описывает закрытую систему, второй — амплитудный корректор. Полюсы передаточной функции закрытой системы компенсируются нулями передаточной функции корректора и замещаются полюсами передаточной функции корректора, что обеспечивает более низкую резонансную частоту системы $\omega_E < \omega_C$ и новое значение полной добротности системы Q_{TE}, в общем случае не равной Q_{TC}.

Таким образом, передаточная функция закрытой системы с амплитудным корректором приобретает вид:

$$H_2'(s) = s^2/[s^2 + (\omega_E/Q_{TE})s + \omega_E^2].$$

На рис. 4.5 изображены АЧХ системы до коррекции, АЧХ корректора и АЧХ системы после коррекции. Превышение мощности сигнала на низких частотах по отношению к уровню сигнала в полосе пропускания закрытой системы можно определить из выражения

$$\Delta P_E(\omega) = 10\lg\left[\frac{(\omega_C^2 - \omega^2)^2 + \omega_C^2\,\omega^2/Q_{TC}^2}{(\omega_E^2 - \omega^2)^2 + \omega_E^2\,\omega^2/Q_{TE}^2}\right]. \qquad (4.34)$$

Точное значение максимальной амплитуды $\Delta P_E(\omega)$ может быть определено путем взятия производной по ω от выражения для $\Delta P_E(\omega)$ нахождения значения частоты ω', обеспечивающего $d\Delta P_E(\omega)/d\omega = 0$, и подстановки этого значения частоты ω' в выражение (4.34).

Закрытая система с амплитудным корректором, как правило, имеет более высокий КПД η_0 на плоском участке АЧХ системы по сравнению с закрытой системой без коррекции при условии равенства объемов корпусов V_B, электрической добротности Q_{EC} и гибкости подвеса C_{AS}. КПД закрытой системы зависит от третьей степени частоты резонанса системы f_C. У системы, которой требуется коррекция АЧХ, нижняя граничная частота f_3 и соответственно частота резонанса f_C лежат выше, и это определяет большее значение КПД η_0 на плоском участке АЧХ. Следует заметить, что КПД системы, определяемый из выражения (4.21), характеризует потребление мощности только в том диапазоне частот, где АЧХ системы выходит на плоский участок и не дает информацию о потреблении мощности в системах с коррекцией в области самых низких частот. Например, пусть скорректированная система имеет $\eta_0 = 1{,}0\%$, что соответствует уровню характеристической чувствительности 93 дБ, и пусть корректор системы обусловливает превышение подводимой мощности $\Delta P_E = 10$ дБ. Тогда система с такими характеристиками будет эквивалентна по потреблению мощности низкоэффективной системе без коррекции с КПД $\eta_0 = 0{,}1\%$ или уровнем характеристической чувствительности 83 дБ.

Фазоинверсные системы

Идея фазоинверсиой системы известна с 1930 г. Широкое использование фазоинверсного оформления в АС иачалось как за рубежом, так и в нашей стране в 50-х годах. В настоящее время фазоинверсные системы также являются одним из самых (если не самым) распространенным типом низкочастотного оформлеиия АС класса Hi—Fi. Эквивалентная акустическая и электрическая схема системы фазоинверсного типа даны на рис. 4.12. Эквивалентные схемы не учитывают индуктивность звуковой катушки, сопротивление излучения и взаимное влияние сопротивлеиия излучения громкоговорителя и фазоинвертора ввиду их пренебрежимо малого влияния иа характеристики АС на низких частотах [4.10].

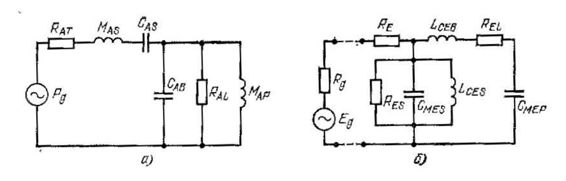


Рис. 4.12. Эквивалентная схема системы с фазоинвертором:
а) акустическая; *б*) электрическая

Нормированная передаточная функция фазоинверсной системы с малыми потерями, полученная из анализа эквивалентной акустической схемы [4.10],

$$H_A(s)=\frac{s^4T_0^4}{s^4T_0^4+a_1s^3T_0^3+a_2s^2T_0^2+a_3sT_0+1}, \qquad (4.35)$$

где

$$T_0=\sqrt{T_BT_S}=T_S/\sqrt{h},\quad a_1=(Q_L+hQ_{TS})/(\sqrt{h}Q_LQ_{TS}),\ (4.36),\ (4.37)$$

$$a_2=[h+(\alpha+1+h^2)Q_LQ_{TS}]/(hQ_LQ_{TS}),\quad a_3=(hQ_L+Q_{TS})/(\sqrt{h}Q_LQ_{TS}),\ (4.38),\ (4.39)$$

где $h=f_B/f_S=\omega_B/\omega_S=T_S/T_B$ — нормированная относительно f_S частота настройки фазоинвертора; $\omega_B=2\pi f_B=1/T_B=1/\sqrt{C_{AB}M_{AP}}=1/\sqrt{C_{MEP}L_{CEB}}$ — круговая частота настройки фазоиивертора; $Q_L=\omega_BC_{AB}R_{AL}=1/\omega_BC_{MEP}R_{EL}$ — добротность, характеризующая щелевые потери; $\alpha=C_{AS}/C_{AH}=L_{CES}/L_{CEB}$ — отношение гибкостей подвеса и воздуха в корпусе; $Q_{TS}=1/(\omega_SC_{AS}R_{AT})$ — полная добротность громкоговорителя; $R_{AT}=R_{AS}+B^2l^2/[(R_g+R_E)S^2_D]$ — сопротивлеиие потерь; $\omega_S=2\pi f_S=1/T_S=1/\sqrt{C_{AS}M_{AS}}=1/\sqrt{C_{MES}L_{CES}}$ — резонансная частота громкоговорителя; $Q_{ES}=\omega_SC_{MES}R_E=$

$=\omega_S R_E M_{AS} S^2_D/(B^2 l^2)$ — электрическая добротность громкоговорителя; $Q_{MS}=\omega_S C_{MES} R_{ES}=1/(\omega_S C_{AS} R_{AS})$ — механическая добротность громкоговорителя. Значения элементов эквивалентной электрической схемы:

$$C_{MES}=M_{AS}S_D^2/(B^2 l^2),\quad R_{ES}=B^2 l^2/(R_{AS}S_D^2),$$

$$L_{CEB}=C_{AB}B^2 l^2/S_D^2,\quad R_{EL}=B^2 l^2/(R_{AL}S_D^2),$$

$$C_{MEP}=M_{AP}S_D^2/(B^2 l^2),\quad L_{CES}=C_{AS}B^2 l^2/S_D^2.$$

Если передаточная функция закрытой системы зависит только от суммарной добротности системы Q_{TC} и резонансной частоты f_C, то передаточная функция фазоинверсной системы зависит от полной добротности громкоговорителя Q_{TC}, нормированной частоты настройки фазоинвертора h, соотношения гибкостей подвеса и воздуха в корпусе α, резонансной частоты громкоговорителя f_S и добротности потерь в корпусе Q_L. В фазоинверсной системе, как указывалось выше, присутствуют три вида потерь: потери за счет звукопоглощения в корпусе АС, щелевые потери за счет трения воздуха в щелях корпуса и потери за счет трения воздуха в трубе фазоинвертора. Потери за счет звукопоглощения оцениваются величиной добротности $Q_A=1/(\omega_B C_{AB} R_{AB})$, потери за счет щелевых утечек $Q_L=\omega_B C_{AB} R_{AL}$, потери в трубе фазоинвертора $Q_P=1/(\omega_B C_{AB} R_{AP}$. Полная добротность Q_B, характеризующая все потери,

$$1/Q_B=1/Q_L+1/Q_A+1/Q_P.$$

Вопрос оценки и учета потерь в фазоинверсных системах, как и в закрытых системах, остается в настоящее время наиболее сложным в конструировании низкочастотного оформления АС. Измерения показывают, что добротность потерь за счет звукопоглощения в корпусе, содержащем звукопоглощающий материал, вдоль стенок корпуса лежит в пределах 30...80; добротность потерь в трубе фазоинвертора, не содержащей поглощающего материала — в пределах 50...100, тогда как добротность щелевых потерь за счет утечек — в пределах 5...20 [4.10]. Утечки происходят за счет неплотного крепления громкоговорителя, сквозь крепежные винты, через материал подвеса и пылезащитного колпака громкоговорителя. Следует отметить, что реальные сопротивления потерь являются частотно-зависимыми — потери в трубе фазоинвертора растут с частотой, потери за счет звукопоглощения падают. Совместное действие, оказываемое этими двумя видами потерь, по своему действию идентичны влиянию потерь за счет утечек, поэтому их влияние заменяется влиянием только одного вида частотно-независимых потерь Q_L, что существенно упрощает анализ фазоинверсной системы. Наиболее часто встречающееся значение Q_L в фазоинверсных системах лежат в пределах 5...10.

Выражение для передаточной функции фазоинверсной системы $H_A(s)$ (4.35) позволяет в соответствии с выражениями (4.11)...(4.13) рассчитать АЧХ, ФЧХ и ГВЗ фазоинверсной системы в

Продолжение параграфа 4.2 в следующем файле (42h3-43.djvu) ------>

области нижних частот. На рис. 4.13,*а* изображены три примера АЧХ фазоинверсной системы, которые принимают различные значения в зависимости от параметров системы Q_{TS}, h, α, Q_L. Амплитудио-частотные характеристики фазоинверсной системы могут быть аппроксимированы дробно-рациональными функциями на ос-

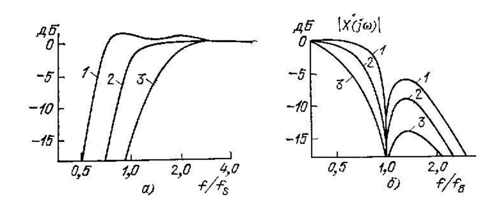


Рис. 4.13. Нормированные характеристики фазоинверсной системы:
а) АЧХ; *б*) зависимость амплитуды смещения диффузора от частоты;
1 — аппроксимация по Чебышеву; *2* — аппроксимация по Баттерворту; *3* — аппроксимация квазитретьего порядка

нове полиномов четвертой степени Чебышева и Баттерворта или полиномами квазитретьего порядка [4.6]. Аппроксимированная по Баттерворту АЧХ или максимально плоская АЧХ является как бы границей раздела между гладкими характеристиками квазитретье-

Таблица 4.3

№ п/п	Тип аппроксимации АЧХ	Потери Q_L	Пик АЧХ дБ	f_3/f_S	h	α	Q_{TS}
1	Квазитретьего порядка	∞	—	2,280	1,730	7,262	0,209
		7	—	2,280	1,750	6,210	0,225
2	Квазитретьего порядка	∞	—	1,770	1,420	4,460	0,259
		7	—	1,770	1,510	3,980	0,275
3	По Баттерворту	∞	—	1,000	1,000	1,414	0,383
		7	—	1,000	1,000	1,060	0,400
4	По Чебышеву	∞	0,250	0,641	0,757	0,559	0,518
		7	0,250	0,641	0,704	0,335	0.575
5	По Чебышеву	∞	0,550	0,600	0,716	0,485	0,575
		7	0,550	0,600	0,686	0,214	0,608

го порядка и характеристиками с выбросом, аппроксимированными по Чебышеву. В табл. 4.3 даны значения параметров фазоинверсной системы Q_{TS}, h, α, f_3/f_S при добротности потерь $Q_L=\infty$ и $Q_L=7$ (наиболее часто встречающееся значение в реальных системах).

Изображенные на рис. 4.13,*а* АЧХ соответствуют аппроксимации 2, 3, 4, табл. 4.3. Аппроксимации, рассмотренные в табл. 4.3, наиболее употребимы в АС класса Hi—Fi, так как они обеспечивают либо гладкие, либо близкие к гладким АЧХ. Для описания формы АЧХ фазоинверсной системы требуется четыре независимых переменных: h, α, Q_{TS} и Q_L. Эти параметры можно выразить в терминах основных параметров громкоговорителя и корпуса: резонансной частоты громкоговорителя f_S, акустической гибкости подвеса C_{AS} (или эквивалентного объема V_{AS}), полной добротности громкоговорителя Q_{TS}, объема корпуса V_B и частоты настройки фазоинвертора f_B. Эти же параметры громкоговорителя определяют однозначно КПД системы η_0.

Анализ эквивалентной акустической и электрической схем фазоинверсной системы позволяет рассчитать характеристики смещения диффузора громкоговорителя $X_D=\sqrt{P_E}\sigma_X X(s) K_X$ по аналогии с выражением (4.20), где

$$X(s)=\frac{s^2 T_B^2+s\,T_B/Q_L+1}{s^4 T_0^4+a_1 s^3 T_0^3+a_2 s^2 T_0^2+a_3 s\,T_0+1}$$

— нормированная операторная функция смещения диффузора.

На рис. 4.13,*б* даны характеристики смещения подвижной системы громкоговорителя в фазоинверсной системе, соответствующие АЧХ, изображенным на рис. 4.13,*а*. Характеристика $X(s)$ фазоинверсной системы аналогична передаточной функции фильтра нижних частот 4-го порядка типа Золотарева — Кауэра (см. гл. 3).

Коэффициент полезного действия фазоинверсной системы [4.10]

$$\eta_0=(2\pi^2 f_S^3 V_{AS})/(Q_{ES}\,c^3) \tag{4.40}$$

или через граничную частоту f_3 и объем корпуса V_B

$$\eta_0=K_\eta f_3^3 V_B,$$

где

$$K_\eta=(2\,\pi^2/c^3)\,(V_{AS}/V_B)\,(f_S^3/f_3^3)\,(1/Q_{ES}),$$

$V_{AS}=\rho_0 c^2 C_{AS}$ — объем воздуха, имеющий гибкость, равную гибкости подвеса громкоговорителя.

Теоретически достижимое значение КПД фазоинверсной системы в условиях свободного поля [4.10]

$$\eta_{0\,\max}=1{,}95\cdot 10^{-6} f_3^3 V_B \tag{4.41}$$

достигается:

а) в отсутствие механических потерь в подвесе громкоговорителя, т. е. при $Q_{MS}=\infty$;

<------------ Начало параграфа 4.2 в предыдущих файлах

б) при параметрах системы, соответствующих аппроксимации АЧХ по Чебышеву, при пике АЧХ ≈0,2 дБ (табл. 4.3, пример 4);

в) в отсутствие потерь в корпусе $Q_B = Q_L = \infty$.

Электрическая мощность, ограниченная допустимой амплитудой смещения подвижной системы [4.12],

$$P_E = 2\pi\rho_0 c^2 \left(f_S Q_{ES} V_D^2\right)/\left(V_{AS} |X(s)|^2_{\max}\right). \qquad (4.42)$$

Максимальная акустическая мощность, развиваемая фазоинверсной системой [4.12],

$$P_{AR} = \left(2\pi^3 \rho_0 f_S^4 V_D^2\right)/\left(|X(s)|^2_{\max} c\right). \qquad (4.43)$$

Теоретически достижимая акустическая мощность, развиваемая фазоинверсной системой в условиях свободного поля [4.12],

$$P_{AR} = 1{,}5 f_3^4 V_D^2 \qquad (4.44)$$

достигается при параметрах системы, соответствующих аппроксимации АЧХ по Чебышеву при пике АЧХ ≈0,2 дБ (табл. 4.3, пример 4).

Например, идеальная фазоинверсная система с объемом корпуса $V_B = 100$ дм² и нижней граничной частотой $f_3 = 42$ Гц будет иметь КПД

$$\eta_0 = 1{,}95 \cdot 10^{-6} \cdot 42^3 \cdot 100 \cdot 10^{-3} = 1{,}44 \cdot 10^{-2} = 1{,}44\ \%.$$

Уровень характеристической чувствительности

$$N_0 = 20\lg\left(\sqrt{1{,}44 \cdot 10^{-2} \cdot 1{,}2 \cdot 340/4\pi}/2 \cdot 10^{-5}\right) \approx 90{,}7\ \text{дБ}.$$

Для сравнения рассчитаем КПД и уровень характеристической чувствительности фазоинверсной системы, имеющей тот же объем корпуса V_B, аналогичную граничную частоту f_3 (по уровню −3 дБ). Громкоговоритель имеет следующие параметры: $R_E = 6{,}7$ Ом, $f_S = 23{,}7$ Гц, $Q_{MS} = 3{,}48$, $Q_{ES} = 0{,}384$, $Q_{TS} = 0{,}346$, $r_D = 0{,}175$ м, $X_{D\max} = 12 \cdot 10^{-3}$ м, $V_{AS} = 508$ дм³, $V_D = 1{,}115 \cdot 10^{-3}$ м. Из выражения (4.40) определим КПД системы и соответствующий уровень характеристической чувствительности:

$$\eta_0 = 2\pi^2\, 23{,}7^3 \cdot 508 \cdot 10^{-3}/0{,}384 \cdot 340^3 = 0{,}824 \cdot 10^{-2} = 0{,}8\ \%,$$

$$N_0 = 20\lg\left(\sqrt{0{,}824 \cdot 10^{-2} \cdot 1{,}2 \cdot 340/4\pi}/2 \cdot 10^{-5}\right) = 88{,}6\ \text{дБ}.$$

Таким образом, уровень характеристической чувствительности реальной системы на 2,1 дБ ниже теоретически достижимого.

Теоретически достижимая акустическая мощность

$$P_{AR} = 1{,}5 \cdot 42^4 \left(1{,}15 \cdot 10^{-3}\right)^2 = 6{,}17\ \text{Вт}.$$

Максимальный уровень давления

$$N_{\max} = 20\lg\left(\sqrt{6{,}17 \cdot 1{,}2 \cdot 340/4\pi}/2 \cdot 10^{-5}\right) = 117\ \text{дБ}.$$

Реальная акустическая мощность системы P_{AR} определяется из выражения (4.43), учитывая, что $\alpha = 4$ (что близко к аппроксимации квазитретьего порядка при $Q_L = 7$, табл. 4.3), $f_3/f_S = 1{,}77$, т. е. $f = 42$ Гц, $h = 1{,}51$, т. е. $f_B = 35{,}6$ Гц

$$P_{AR} = 2\pi^3 \cdot 1{,}2 \cdot 23{,}7^4 \left(1{,}15 \cdot 10^{-3}\right)^2/340 \cdot 1^2 = 0{,}091\ \text{Вт}.$$

Уровень звукового давления

$$N_{max} = 20 \lg (\sqrt{0,091 \cdot 1,2 \cdot 340/4\pi}/2 \cdot 10^{-5}) \approx 99 \text{ дБ}.$$

Данный уровень звукового давления довольно низок, что объясняется тем, что значение максимальной амплитуды смещения $|X(j\omega)|_{max}$ принято равным 1. Этот максимум достигается в фазоинверсной системе только на частотах ниже рабочего диапазона системы. Однако $|X(j\omega)|$ имеет второй максимум в рабочем диапазоне системы (см. рис. 4.3) и для данного вида аппроксимации $|X(j\omega)|_{max} \approx 0{,}3$, тогда

$$P_{AR} = 2\pi^3 \cdot 1,2 \cdot 23,7^4 (1,15 \cdot 10^{-3})^2/340 \cdot 0,3^2 = 0,96 \text{ Вт},$$

$$N_{max} = 20 \lg (\sqrt{0,96 \cdot 1,2 \cdot 340/4\pi}/2 \cdot 10^{-5} = 109 \text{ дБ},$$

Электрическая мощность, соответствующая P_{AR}:

$$P_E = P_{AR}/\eta_0 = 0,96/0,824 \cdot 10^{-2} = 116 \text{ Вт}.$$

Одиим из вопросов, являющихся предметом дискуссии разработчиков фазоинверсных АС, является взаимное влияние сопротивлений излучения диффузора и трубы фазоинвертора. Их взаимное влияние сказывается через реактивную часть сопротивления излучения, т. е. через взаимную соколеблющуюся массу воздуха. Как показано в [4.12], в большинстве случаев взаимное влияние сопротивления излучения оказывает пренебрежимо малый эффект на АЧХ системы. Однако в ряде работ считается, что взаимным влиянием сопротивления излучения пренебречь нельзя, так, например, в работе [2.3] предлагается отличающаяся от рассмотренной выше эквивалентная схема фазоинверсной системы, учитывающая взаимное влияние сопротивления излучения.

В связи с тем, что передаточная функция фазоинверсной системы $H_A(s)$ зависит от большого числа параметров, у разработчиков возникает опасность ошибиться в точном соблюдении некоторых из них, что приводит к отклонению реальных характеристик от желаемых. Такие ошибки конструирования фазоинверсных систем служат иногда причиной бытующих мнений, что фазоинверсные

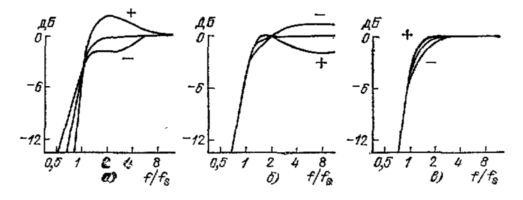


Рис. 4.14. Изменение формы АЧХ фазоинверсной системы (максимально плоская аппроксимация) при изменении основных параметров громкоговорителя: *а*) изменение полной добротности Q_{TC}, *б*) изменение механической массы подвижной системы M_{MS}, в) изменение механической гибкости подвеса C_{MS} («+» и «—» — увеличение и соответственно уменьшение исходной величины на 20%)

системы всегда «бубнят», имеют «размазанный бас» и т. д. Наиболее часто такие ситуации возникают в случае использования громкоговорителей с бо́льшей, чем нужно, добротностью Q_{TS} или настройки частоты фазоинвертора без учета соотношения эквивалентного объема головки V_{AS} и объема ящика V_B. На рис. 4.14 даны примеры изменения АЧХ при расстройке основных параметров головки. На рис. 4.15 — при расстройке параметров корпуса. В ка-

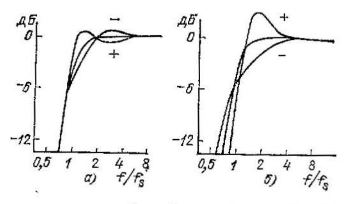


Рис. 4.15. Изменение формы АЧХ фазоинверсной системы (максимально плоская аппроксимация) при изменении параметров корпуса:
а) изменение объема корпуса V_B; *б*) изменение частоты настройки фазоинвертора f_B («+» и «−» — увеличение и соответственно уменьшение исходной величины на 20%)

честве исходной выбрана максимально плоская АЧХ, соответствующая аппроксимации по Баттерворту в системе без потерь ($Q_L=\infty$) (рис. 4.13,*а*).

Неправильно сконструированная труба фазоинвертора, даже будучи настроенной на необходимую частоту, может служить источником искажений. Они могут образоваться за счет чрезмерно большой объемной скорости воздуха в трубе, когда поток воздуха становится турбулентным. При этом, помимо возникновения нелинейных искажений, возрастают потери в трубе. Экспериментально установлено, что скорость потока в трубе фазоинвертора не должна быть больше 5% от скорости звука [4.12]. Для трубы с площадью сечения S_V ограничения на максимальную скорость выражаются приближенной экспериментальной зависимостью [4.12]: $S_V \geqslant 0{,}8 f_B V_D$, где S_V — площадь сечения трубы, м²; f_B — частота настройки фазоинвертора, Гц; V_D — объемное смещение, м³.

Для предотвращения возникновения стоячих волн в трубе рекомендуется выбирать длину трубы не более [4.6] $L_{max} \leqslant c/f_S$, где f_S — резонансная частота громкоговорителя.

Частота настройки фазоинвертора связана с площадью отверстия S_V, эффективной длиной отверстия L_{VE} и объемом корпуса V_B зависимостью [4.13] $f_B=(c/2\pi)\sqrt{S_V/L_{VE}V_B}$, где c — скорость звука, откуда отношение площади отверстия к длине трубы

$$S_V/L_{VE}=V_B(2\pi f_B/c)^2. \qquad (4.45)$$

Эффективная длина трубы L_{VE} складывается из фактической длины трубы L_V и дополнительной части L_{VO}, образуемой за счет краевых эффектов:

$$L_{VE}=L_V+L_{VO}=L_V+0{,}825\sqrt{S_V}. \qquad (4.46)$$

Даже при самом тщательном соблюдении расчетных соотношений разработчику редко удается соблюсти частоту настройки соб-

ранного фазоинвертора с точностью, превышающей 5...10%. Чувствительность передаточной функции фазоинверсной системы к расстройке частоты фазоинвертора довольно высока (см. рис. 4.15), поэтому после сборки почти всегда возникает необходимость точной подстройки. Частотная производная выражения для f_B по L_V, т. е. длине отверстия (4.46), дает возможность оценить необходимую величину изменения L_V для получения точного значения [4.13]:

$$\partial f_B/\partial L_V = -f_B/5\,L_{VE} \approx -f_B/5\,L_V,$$

откуда $\Delta L_V = -\Delta f_B 5 L_V/f_B$, где ΔL_V — требуемое изменение длины фазоинверсного отверстия, Δf_B — требуемое изменение частоты настройки фазоинвертора.

Рассчитаем для примера два варианта фазоинверсной акустической системы — под готовый громкоговоритель и под заданные требования. Как говорилось выше, первый вариант расчета не оптимален, так как у разработчика нет гарантии, что параметры имеющегося громкоговорителя удовлетворяют указанным выше требованиям, но может быть интересен для радиолюбителей, не имеющих возможности конструировать громкоговоритель под заданные требования. Исходными данными для расчета фазоинверсной системы под готовый громкоговоритель являются его параметры f_S, Q_{TS} и V_{AS}. Если они неизвестны, то их необходимо измерить и рассчитать данным выше способом. Для того чтобы громкоговоритель обеспечивал приемлемые характеристики системы, значение полной добротности Q_{TS} не должно превышать 0,6. Кроме того, громкоговорители с очень большой гибкостью подвеса, т. е. большим эквивалентным объемом V_{AS}, затруднительно эффективно использовать в фазоинверсных системах, так как они требуют применения корпусов очень больших объемов.

Рассчитаем фазоинверсную систему для громкоговорителя 25 ГД-26. Его параметры: $f_S = 33{,}2$ Гц, $Q_{TS} = 0{,}503$ $Q_{MS} = 5{,}31$, $Q_{ES} = 0{,}563$, $M_{MS} \approx 25{,}6 \cdot 10^{-3}$ кг, $V_{AS} = 50{,}6 \cdot 10^{-3}$ м³, $S_D = 2{,}01 \cdot 10^{-2}$м², $X_{D\,\max} = 6$ мм, $V_D = 1{,}21 \cdot 10^{-4}$ м³; $R_E = 3{,}50$ Ом. Предположим, что в системе используют пассивные разделительные фильтры второго порядка. При частоте среза низкочастотного канала $f_3 = 1$ кГц и диаметре провода катушки индуктивности фильтра нижних частот 1,2 мм активное сопротивление катушки составляет примерно 0,4 Ом (см. гл. 3). Тогда увеличившиеся значения добротности громкоговорителя вследствие влияния сопротивления фильтра определяем из выражения (4.27)

$$Q'_{ES} = 0{,}563\,(1 + 0{,}4/3{,}5) = 0{,}627 \text{ и } Q'_{TS} = 0{,}561.$$

Зададимся $Q_L = 7$. Значение полной добротности лежит ближе всего к заданному в табл. 4.3 варианту аппроксимации по Чебышеву под номером 4. Однако этот вариант требует значения $\alpha = 0{,}335$, что приводит к объему корпуса $V_S = V_{AS}/\alpha = 50{,}6 \cdot 10^{-3}/0{,}335 = 151$ дм³. Очевидно, что объем корпуса чрезмерно большой. Кроме того, как показывает пробный расчет, такой вариант обеспечивает максимальное звуковое давление, всего только 86 дБ. Очевидно, что этот вариант аппроксимации является для данного громкоговорителя явно неоптимальным. Выберем параметры α, h и f_3/f_S, соответствующие аппроксимации по Баттерворту (табл. 4.3, вариант 3): $\alpha = 1.060$; $h = 1{,}00$; $f_3/f_S = 1{,}00$. Следует учесть, что при этом значение добротности Q_{TS} на 40% больше необходимого.

Это приведет к искажению формы АЧХ, выражающемуся в появлении всплеска АЧХ 3...4 дБ с максимумом в области $2f_3$ (см. рис. 4.14). Определим параметры $V_B=V_{AS}/\alpha=50{,}6/106=47{,}7$ дм³, $f_3=33{,}2$ Гц, $f_B=33{,}2$ Гц, КПД системы и уровень характеристической чувствительности соответственно

$$\eta_0=2\pi^2\cdot 33{,}2^3\cdot 50{,}6\cdot 10^{-3}/0{,}627\cdot 340^3=0{,}148\cdot 10^{-2}\approx 0{,}15\ \%,$$

$$N_0=20\lg\left(\sqrt{0{,}15\cdot 10^{-2}\cdot 1{,}2\cdot 340/4\pi}/2\cdot 10^{-5}\right)=81\ \text{дБ}.$$

Акустическую мощность, ограниченную амплитудой смещения подвижной системы, определяем из выражения (4.44)

$$P_{AR}=1{,}5\cdot(33{,}2)^4\cdot(1{,}21\cdot 10^{-4})^2=2{,}65\cdot 10^{-2}\ \text{Вт}.$$

Соответствующий уровень звукового давления

$$N_{max}=20\lg\left(\sqrt{2{,}65\cdot 10^{-2}\cdot 1{,}2\cdot 340/4\pi}/2\cdot 10^{-5}\right)=93{,}3\ \text{дБ},$$

и электрическая мощность

$$P_E=2{,}65\cdot 10^{-2}/0{,}148\cdot 10^{-2}\approx 18\ \text{Вт}.$$

Минимальный диаметр трубы фазоинвертора составляет

$$\sqrt{f_B V_D}=\sqrt{33{,}2\cdot 1{,}21\cdot 10^{-4}}=6{,}34\cdot 10^{-2}\ \text{м}=63{,}4\ \text{мм}.$$

Выбираем диаметр трубы $d_V=70$ мм, отсюда

$$S_V=\pi d_V^2/4=\pi(7\cdot 10^{-2})^2/4=3{,}85\cdot 10^{-3}\ \text{м}^2.$$

Из выражения (4.45) и (4.46) определим фактическую длину трубы, соответствующую выбранному диаметру d_V и частоте настройки f_B:

$$L_V=L_{VE}-L_{V0}=S_V/[V_B\,(2\pi f_B/c)^2]-0{,}825\sqrt{S_V}=$$

$$=3{,}85\cdot 10^{-3}/[47{,}7\cdot 10^{-3}\,(2\pi\, 33{,}2/340)^2]-0{,}825\sqrt{3{,}85\cdot 10^{-3}}=163\ \text{мм}.$$

При расчете системы под заданные требования основными исходными данными являются тип аппроксимации, определяющий форму АЧХ, минимальный КПД или максимальный объем корпуса, максимальное звуковое давление или акустическая мощность, ограниченная максимальной амплитудой смещения подвижной системы. Пусть необходимо рассчитать фазоинверсную систему с частотой среза $f_3=40$ Гц, с максимально плоской АЧХ, аппроксимированной по Баттерворту, с максимальным уровнем звукового давления 110 дБ.

Предположим, что $Q_L=7$, $Q_{MS}=5$ и $R_E=6{,}9$ Ом, определим из табл. 4.3 значение $\alpha=1{,}06$, $Q_{TS}=0{,}400$, $h=1{,}00$ и $f_3/f_S=1{,}000$. Определим требуемые параметры $V_{AS}=106$ дм³, $V_B=100$ дм³, $f_S=40$ Гц, $f_B=40$ Гц, из выражения (4.19) определим значение электрической добротности:

$$Q_{ES}=Q_{MS}\,Q_{TS}/(Q_{MS}-Q_{TS})=5\cdot 0{,}4/(5-0{,}4)=0{,}435.$$

Из выражения (4.40) определим КПД и соответствующий уровень характеристической чувствительности:

$$\eta_0=(2\pi^2\, 40^3\cdot 106\cdot 10^{-3})/0{,}435\cdot 340^3=0{,}783\cdot 10^{-2}=0{,}783\ \%,$$

$$N_0=20\lg\left(\sqrt{0{,}783\cdot 10^{-2}\cdot 1{,}2\cdot 340/4\pi}/2\cdot 10^{-5}\right)=88{,}0\ \text{дБ}.$$

Из выражения для максимального уровня звукового давления N_{max} определим максимальное звуковое давление $p_{max}=6{,}32$ Па и из выражения (4.23) определим максимальную акустическую мощность

$$P_{AR} = 4\pi r^2 p_{max}^2/\rho_0 c = 4\pi \cdot 1^2 \cdot (6,32)^2/1,2 \cdot 340 = 1,23 \text{ Вт}.$$

Найдем максимальную пиковую электрическую мощность

$$P_E = P_{AR}/\eta_0 \approx 157 \text{ Вт}.$$

Из выражения (4.44) определим максимальный объем смещения

$$V_D = \sqrt{P_{AR}/1,5 f_3^4} = \sqrt{1,23/1,5 \cdot 40^4} = 5,66 \cdot 10^{-4} \text{ м}^3 = 0,566 \text{ дм}^3,$$

что составляет всего 0,57% объема корпуса V_B.

При эффективном радиусе диффузора $r_D = 0{,}175$ м и соответствующей эффективной площади диффузора $S_D = 9{,}62 \cdot 10^{-2}$ м² максимальное смещение

$$X_{D\,max} = V_D/S_D = 5,88 \cdot 10^{-3} \text{ м} \approx 6 \text{ мм}.$$

Определим механическую гибкость и массу подвижной системы:

$$C_{MS} = V_{AS}/\rho_0 c^2 S_D^2 = 106 \cdot 10^{-3}/1,2 \cdot 340^2 (9,6 \cdot 10^{-2})^2 = 8,29 \cdot 10^{-5} \text{ м/Н},$$

$$M_{MS} = 1/[(2\pi f_S)^2 C_{MS}] = 1/[(2\pi \cdot 40)^2 8,25 \cdot 10^{-5}] = 0,191 \text{ кг} = 191 \text{ г}.$$

Определим коэффициент электромеханической связи Bl:

$$Bl = \sqrt{2\pi f_S M_{MS} R_E/Q_{ES}} = \sqrt{2\pi \cdot 40 \cdot 0,191 \cdot 6,9/0,435} = 27,6 \text{ Т} \cdot \text{м}.$$

Определим минимальный диаметр трубы фазоинвертора

$$\sqrt{f_B V_D} = \sqrt{40 \cdot 5,66 \cdot 10^{-4}} = 0,15 \text{ м} = 150 \text{ мм}.$$

Принимаем $d_V = 160$ мм $= 0{,}16$ м, тогда $S_V = \pi 0{,}16^2/4 = 2{,}01 \cdot 10^{-2}$ м².

Из выражений (4.45) и (4.46) определим фактическую длину трубы

$$L_V = L_{VE} - L_{V0} = 2,01 \cdot 10^{-2}/[100 \cdot 10^{-3} (2\pi \cdot 40/340)^2] -$$

$$- 0,825\sqrt{2,01 \cdot 10^{-2}} = 0,251 \text{ м}.$$

Сравнивая параметры рассчитанной фазоинверсной системы с параметрами рассчитанной ранее закрытой системы, имеющей такой же объем корпуса, развивающей аналогичный максимальный уровень звукового давления и имеющей такой же диаметр диффузора громкоговорителя, можно сделать ряд выводов.

Фазоинверсная система имеет больший КПД, меньшую электрическую мощность и амплитуду смещения, обеспечивающую максимальный уровень звукового давления, но большее значение коэффициента электромеханической связи, что требует применения более мощного магнита. Параметры систем приведены в табл. 4.4.

Таблица 4.4

Система	V_B, дм³	S_D, м²	N_{max}, дБ	$X_{0\,max}$, мм	f_3, Гц	η_0, %	N_0, дБ	P_E, Вт	Bl, Т·м
Закрытая	100	$9{,}62 \cdot 10^{-2}$	110	8,6	41,0	0,535	86,4	230	14,0
Фазо-инверсная	100	$9{,}62 \cdot 10^{-2}$	110	5,9	40,0	0,783	88,0	157	27,6

Точность обеспечения требуемых параметров сконструированной фазоинверсной системы можно проверить с помощью их определения из кривой зависимости модуля входного сопротивления системы от частоты (рис. 4.16). Кривая имеет минимум вблизи частоты настройки фазоинвертора f_B (обозначенная на рисунке f_M), где входное сопротивление принимает значение R_E+R_{BM}, где R_{BM} — сопротивление, обусловленное потерями в корпусе. Кривая имеет два максимума на частотах f_L и f_M. Значения этих максимумов зависят от потерь в корпусе и громкоговорителе. При измерениях принимается, что $f_B=f_M$ [4.14]. После определения точного значения частот f_L, f_M и f_H определяем частоту резонанса громкоговорителя в корпусе с объемом V_B:

Рис. 4.16. Частотная зависимость модуля входного сопротивления громкоговорителя в корпусе с фазоинвертором (без учета индуктивности звуковой катушки)

$$f_{SB}=f_L f_H/f_B.$$

Коэффициент α рассчитываем из соотношения

$$\alpha=[(f_H+f_B)(f_H-f_B)(f_B+f_L)(f_B-f_L)]/f_H^2 f_L^2.$$

Если корпус содержит немного звукопоглощающего материала, то эквивалентный объем $V_{AS}=\alpha V_B$. Относительная частота настройки фазоинвертора

$$h=f_B/f_{SB}.$$

Далее громкоговоритель удаляем из корпуса и его параметры f_S, Q_{MS}, Q_{ES}, Q_{TS} измеряем в тестовом экране способом, указанным выше.

Затем на частоте f_M измеряем входное сопротивление фазоинвертора (R_E+R_{BM}) и рассчитываем

$$r_M=(R_E+R_{BM})/R_E.$$

Далее рассчитываем добротность потерь в корпусе

$$Q_L=Q_B=(h/\alpha)[1/Q_{ES}(r_M-1)-1/Q_{MS}].$$

Точное измерение всех видов потерь в системе и оценка их влияния на параметры даны в [4.14].

Фазоинверсные системы с корректирующими фильтрами верхних частот

Включение активных фильтров верхних частот на входе усилителя звуковой частоты фазоинверсной системы позволяет, как и в закрытой системе, снизить амплитуду смещения диффузора в области частот ниже резонансной частоты громкоговорителя и соответственно уменьшить нелинейные искажения в области низких частот и увеличить входную электрическую мощность, ограничен-

ную допустимой амплитудой смещения подвижной системы. На рис. 4.17 изображены максимально плоские АЧХ и соответствующие им характеристики смещения фазоинверсной системы, фазоинверсной системы с корректирующими фильтрами верхних частот первого и второго порядка. Для максимально плоской АЧХ мак-

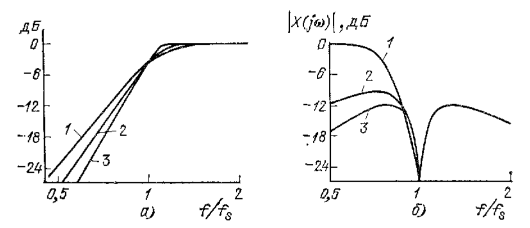


Рис. 4.17. Нормированные характеристики фазоинверсных систем четвертого (1), пятого (2) и шестого (3) порядков (максимально плоская аппроксимация) а) АЧХ, б) зависимость амплитуды смещения диффузора от частоты

симальное нормированное смещение $|X(s)|_{max}$ у фазоинверсной системы с фильтром-корректором первого порядка в области частот ниже резонансной частоты громкоговорителя уменьшается примерно в 2,5 раза, а с фильтром-корректором второго порядка — в 4 раза, что соответствует увеличению допустимой максимальной подводимой электрической мощности, ограниченной допустимой амплитудой смещения (4.42) и излучаемой максимальной акустической мощности (4.43) соответственно в 6 и 16 раз.

Выражение для передаточной функции фазоинверсной системы пятого порядка (4.8) можно представить в виде

$$T(s) = \frac{sT_0/h_1(s^4T_0^4)}{(sT_0/h_1+1)(s^4T_0^4+a_1s^3T_0^3+a_2s^2T_0^2+a_3sT_0+1)},$$

а передаточной функции фазоинверсной системы шестого порядка (4.12) — в виде

$$T(s) = \frac{s^2T_0^2/h_1^2}{(s^2T_0^2/h_1+sT_0/h_1Q_1+1)} \; \frac{s^4T_0^4}{(s^4T_0^4+a_1s^3T_0^3+a_2s^2T_0^2+a_3sT_0+1)},$$

где a_1, a_2, a_3 — коэффициенты передаточной функции фазоинверсной системы $H_A(s)$, выраженные через ее параметры (см. выражения (4.36), ... (4.39)), а T_0, h_1, Q_1 — определенные ранее параметры дополнительного фильтра верхних частот первого (второго) порядка (4.31) ... (4.32).

Пример АЧХ фазоинверсных систем пятого и шестого порядка дан на рис. 4.4. В табл. 4.5 даны параметры фазоинверсных систем пятого порядка, имеющих гладкие или близкие к гладким АЧХ.

Вариант параметров, представленный в табл. 4.5 под номером 3, соответствует АЧХ, изображенной на рис. 4.4 [4.4, 4.15].

В связи с тем, что передаточная функция фазоинверсной системы может описываться как произведение двух передаточных функций второго порядка и корректирующий фильтр описывается также передаточной функцией второго порядка, существует три варианта сочетаний передаточных функций фильтра и системы. В табл. 4.6 представлены параметры фазоинверсной системы шестого порядка, соответствующие одной из трех возможных комбинаций [4.4, 4.15].

Сравнивая характеристики фазоинверсных и закрытых систем, можно сделать следующие выводы:

Таблица 4.5

№ п/п	Вид аппроксимации	Q_L	Пик АЧХ	Q_{TS}	α	$h=f_B/f_S$	$h_1=f_1/f_S$	f_3/f_S
1	Квазичетвертого порядка	7	—	0,392	1,390	1,100	0,834	1,250
2	По Баттерворту		—	0,478	0,701	1,000	1,000	1,000
3	По Чебышеву		0,050	0,727	0,200	0,824	1,440	0,760
4	По Чебышеву		0,400	1,010	0,091	0,745	1,900	0,686
5	По Чебышеву		1,000	1,320	0,044	0,695	2,320	0,651
6	Квазичетвертого порядка	∞	—	0,371	1,771	1,087	0,830	1,245
7	По Баттерворту		—	0,447	1,000	1,000	1,000	1,000
8	По Чебышеву		0,050	0,657	0,387	0,855	1,470	0,774
9	По Чебышеву		0,400	0,882	0,243	0,803	1,972	0,713
10	По Чебышеву		1,000	1,102	0,190	0,781	2,464	0,690

Таблица 4.6

№ п/п	Вид аппроксимации	Q_L	Пик АЧХ	Q_{TS}	α	$h=f_B/f_S$	Q_1	$h_1=f_1/f_S$	f_3/f_S
1	Квазипятого порядка	7	—	0,286	2,830	1,010	1,341	1,324	1,373
2	По Баттерворту		—	0,312	2,270	1,000	1,932	1,000	1,000
3	По Чебышеву		0,050	0,408	1,040	0,847	4,156	0,594	0,578
4	По Чебышеву		0,400	0,495	0,659	0,730	6,150	0,474	0,459
5	По Чебышеву		1,000	0,584	0,504	0,659	8,000	0,419	0,404
6	Квазипятого порядка	∞	—	0,275	3,337	1,012	1,347	1,324	1,378
7	По Баттерворту		—	0,299	2,732	1,000	1,932	1,000	1,000
8	По Чебышеву		0,050	0,385	1,362	0,863	4,156	0,599	0,583
9	По Чебышеву		0,400	0,461	0,926	0,761	6,152	0,484	0,468
10	По Чебышеву		1,000	0,536	0,747	0,704	8,004	0,433	0,417

при заданных одинаковых объемах корпуса и равных нижних граничных частотах фазоинверсная система имеет КПД на 3 дБ больше закрытой;

при заданных одинаковых КПД и нижней граничной частоте фазоинверсная система имеет меньший объем корпуса;

при заданных одинаковых КПД и объеме корпуса фазоинверсная система имеет в 1,26 раза более низкую граничную частоту;

при одинаковых требованиях к максимальной акустической мощности (или к максимальному уровню звукового давления), величина максимального смещения диффузора и соответственно величина объемного смещения у фазоинверсной системы существенно меньше в области частоты настройки фазоинвертора.

При равных объемах корпуса и одинаковых граничных частотах громкоговоритель фазоинверсной системы имеет более легкую подвижную систему и больший коэффициент электромеханической связи Bl. Это и объясняет больший КПД фазоинверсной системы. При одинаковых требованиях к максимальному звуковому давлению и при условии равенства эффективных площадей диффузоров громкоговорителей, громкоговоритель фазоинверсной системы имеет меньшее максимальное смещение подвижной системы. Системы закрытого типа должны иметь относительно большое значение отношения гибкостей α, если требуется обеспечить максимальную чувствительность, тогда как у фазоинверсных систем α имеет меньшие значения, т. е. при близких значениях объемов корпуса систем громкоговорители фазоинверсных систем имеют меньшую гибкость.

Применение фильтров-корректоров верхних частот первого и второго порядка, включенных на входе усилителя звуковой частоты для закрытых и фазоинверсных систем, позволяет существенно уменьшить максимальное смещение диффузора громкоговорителя и тем самым снизить нелинейные искажения.

Сказанное выше отнюдь не означает, что следует отказаться от разработки закрытых систем и отдать предпочтение только системам фазоинверсного типа. Бесспорным преимуществом закрытых систем является простота их конструкции, они менее «капризны» в настройке, имеют меньшие фазовые и переходные искажения в области низких частот, имеют меньшую амплитуду смещения подвижной системы громкоговорителя в области инфранизких частот.

4.3. ЭЛЕКТРОННОЕ УПРАВЛЕНИЕ ПАРАМЕТРАМИ НИЗКОЧАСТОТНОГО ГРОМКОГОВОРИТЕЛЯ

Поскольку объем корпуса, КПД и нижняя граничная частота закрытых и фазоинверсных систем связаны приведенными ранее жесткими соотношениями (4.22), (4.41), воспроизведение самых низких частот звукового диапазона требует применения корпусов очень больших размеров или приводит к созданию систем с очень

низким КПД. Стремление уменьшить габариты системы и снизить нижнюю граничную частоту без уменьшения КПД системы заставляет разработчиков АС постоянно искать новые методы коррекции характеристик АС в области низких частот. Коррекция с форсированием низких частот позволяет путем подачи большей мощности на низкочастотный громкоговоритель снизить нижнюю граничную частоту системы, но приводит к увеличению нелинейных искажений из-за возросшей амплитуды смещения подвижной системы. Применение ЭМОС связано с рядом трудностей, таких как обеспечение достаточной глубины отрицательной обратной связи, сложность конструирования датчика ЭМОС, вносящего малые собственные искажения, трудность применения ЭМОС в системах выше второго порядка, например, фазоинверсных, связанную с обеспечением устойчивости системы и т. д. Сравнительно недавно появился новый тип низкочастотных систем, в которых используется «параметрическая» коррекция, т. е. электронное управление механическими параметрами низкочастотных громкоговорителей в оформлении любого типа. Эти системы, получившие название «ACE-Bass» (Amplifier Controlled Euphonic Bass), позволяют снижать нижнюю граничную частоту без увеличения габаритов корпуса с использованием громкоговорителей, собственная резонансная частота которых может быть много выше нижней граничной частоты системы [4.5]. Принцип действия системы заключается в том, что низкочастотный

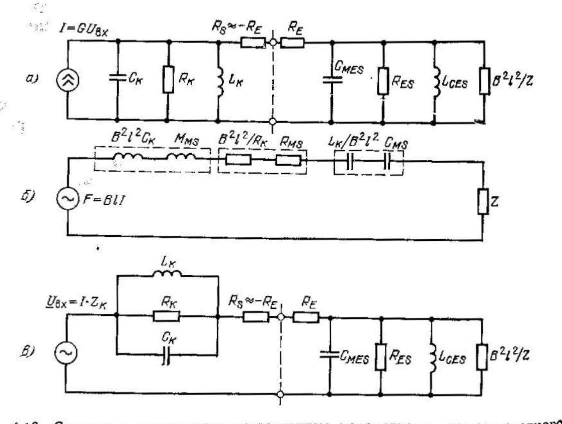


Рис. 4.18. Система с электронным управлением параметрами низкочастотного громкоговорителя:

а) эквивалентная электромеханическая схема с источником тока; *б*) эквивалентная механическая схема; *в*) эквивалентная электромеханическая схема с источником напряжения

громкоговоритель возбуждается от усилителя мощности, выходное сопротивление которого имеет сложный комплексный характер. Структурная схема системы изображена на рис. 4.18, где C_K, R_K и L_K — электрические параметры, характеризующие комплексный характер выходного сопротивления усилителя; R_S — отрицательное сопротивление, близкое по абсолютному значению сопротивлению громкоговорителя на постоянном токе; L_{CEB}, R_{ES}, C_{MES} — механические параметры громкоговорителя, пересчитанные в электрическую цепь. Отрицательное сопротивление R_S устраняет влияние сопротивления звуковой катушки R_S и тогда емкость C_K увеличивает механическую массу подвижной системы M_{MS}, сопротивление R_K увеличивает демпфирование R_{AT}, а индуктивность L_K уменьшает гибкость C_{MS} (рис. 4.18, *б*). Таким образом, изменяя соответствующим образом значения элементов C_K, L_K и R_K, возможно перестраивать механические параметры низкочастотных громкоговорителей на нижние значения. Поскольку эти параметры определяют форму амплитудно-частотной и фазочастотной характеристики на низких частотах, система ACE-Bass дает возможность ее оперативной перестройки.

Система ACE-Bass может быть реализована несколькими различными способами, в частности, отрицательное выходное сопротивление R_S реализуется как с помощью положительной обратной связи по току, так и с помощью конвертора отрицательного сопротивления, элементы контура L_K, C_K, R_K реализуются с помощью активных RC-цепей. Возможна реализация системы как с источником тока (рис. 4.18,*а*), так и с источником напряжения (рис. 4.18,*в*). В этом случае выходное напряжение источника должно иметь комплексный характер. Подробное рассмотрение методов реализации дано в [4.5]. Эффект уменьшения нелинейных искажений в области нижних частот объясняется частичным преобладанием электрических линейных параметров L_K, C_K, R_K над механическими, пересчитанными в электрическую цепь L_{CES}, C_{MES}, R_{ES}, которые, строго говоря, являются нелинейными.

4.4. ОПТИМАЛЬНЫЙ СИНТЕЗ ПАРАМЕТРОВ АС В НИЗКОЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТИ

Системный подход к конструированию низкочастотных оформлений АС, позволивший описать низкочастотные характеристики любых типов АС с помощью дробно-рациональных функций, послужил основой для создания методов оптимального синтеза АС в низкочастотной области. Суть их заключается в том, что на ЭВМ рассчитывают реальную передаточную функцию АС $H_A(s\vec{X})$, зависящую от вектора параметров системы,

$$\vec{X} = F(f_S, Q_T, V_{AS}, f_B, V_B, Q_L, \ldots),$$

и путем целенаправленного изменения значений вектора параметров $\vec{X}$, с учетом наложенных на них ограничений вида

$$X_{i\,\min} \leqslant X_i \leqslant X_{i\,\max} \qquad (4.47)$$

либо

$$X_i = X_{i\,0} \qquad (4.48)$$

приближают с заданной степенью точности реальные характеристики АС с желаемым, задаваемым в виде дробно-рациональной передаточной функции фильтра верхних частот

$$T(s) = B\frac{b_{n-1}s + b_{n-2}s^2 + \ldots + s^n}{1 + a_{n-1}s + a_{n-2}s^2 + \ldots + s^n},$$

где $\mathbf{a} = (a_1, a_2, \ldots a_n)$; $\mathbf{b} = (b_1, b_2, \ldots, b_{n-1})$ и B — вещественные коэффициенты, $s = j\omega/\omega_3$ — комплексная частота, нормированная относительно частоты среза ω_3 (—3 дБ), **a** и **b** — векторы параметров передаточной функции $T(s)$, определяющие характер и форму ее модуля (АЧХ) и аргумента (ФЧХ). Наличие ограничений (4.47) диктуется требованиями реализуемости системы — например, объем корпуса не должен превышать реально допустимых значений, гибкость подвеса не может быть больше критической и т. д. В процессе оптимизации часто возникает необходимость фиксации некоторых параметров системы — например, рассчитывать систему под готовый корпус известного объема или под уже имеющийся громкоговоритель. Это обеспечивается наложением на изменяемые в процессе оптимизации параметры системы ограничений вида (4.48). Степень приближения реальных характеристик АС к желаемым характеризуется функционалом, называемым целевой функцией (см. гл. 3).

$$Q(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{n} [1 - |G(s_i\mathbf{X})/|T(s_i)||]^2, \qquad (4.49)$$

где $s_i = j2\pi f_i$ — значение комплексной частоты с номером i, n — число частотных точек в диапазоне оптимизации, $|T(s_i)|$ — желаемая АЧХ, $|G(s_i\mathbf{X})|$ — реальная АЧХ. В выражении (4.49) функция качества Q представляет собой взвешенную сумму квадратов разностей амплитудно-частотных характеристик реальной и идеальной системы.

Для получения наилучшего приближения к любой заданной АЧХ достаточно найти такие значения вектора параметров **X**, которые минимизируют функцию качества $Q(\mathbf{X})$ и определяют в свою очередь основные параметры системы. Существуют другие способы формирования целевой функции — например, в [4.8] предлагается формировать функцию качества как

$$Q(\mathbf{X}\beta) = \sum_{i=1}^{n} W_i[|G(s_i/\beta, \mathbf{X}|) - |T(s_i)||]^2/|T(s_i)|^2,$$

где W_i — коэффициент веса на i-й частоте, β — вещественный параметр.

Последовательное уменьшение β в процессе оптимизации по-

зволяет получать более низкую частоту среза системы, не изменяя при этом формы АЧХ. Для поиска оптимального решения, т. е. нахождения глобального минимума функции качества, используются различные методы — Розенброка [4.7], Флетчера — Пауэлла [4.8] и др.

На рис. 4.19 приведен пример АЧХ системы с пассивным излучателем до оптимизации (*1*) и после оптимизации (*2*) [4.8]. При оптимизации объем корпуса системы сохранялся неизменным $V_B = 60$ дм³. В качестве желаемой использовалась максимально-плоская АЧХ фильтра Баттерворта верхних частот четвертого порядка. Отклонение реальной АЧХ системы от желаемой уменьшилось с 3,3 дБ до оптимизации до 0,49 дБ после оптимизации. Соответственно частота среза системы уменьшилась с 50,3 Гц до 42,6 Гц, резонансная частота громкоговорителя уменьшилась с 51,3 Гц до 30,9 Гц. Применение оптимизационных методов с применением ЭВМ для расчета параметров и характеристик АС в области низких частот позволяют существенно ускорить процесс расчета и получать результаты, принципиально недостижимые при применении традиционных аналоговых методов. Это объясняется тем, что в процессе поиска оптимального решения ЭВМ находит потенциально достижимые параметры системы для заданных ограничений и выбранных критериев оптимальности.

Рис. 4.19. Пример оптимизации с использованием ЭВМ системы с пассивным излучателем:
1 — АЧХ системы до оптимизации, *2* — АЧХ системы после оптимизации

В ближайшем будущем можно ожидать появление новых, более мощных алгоритмов оптимального синтеза АС в низкочастотной области, когда оптимизацией будут охвачены не только параметры громкоговорителя и корпуса, но и параметры электронных корректирующих цепей. Перспективным представляется разработка методов многокритериальной оптимизации по таким характеристикам как: АЧХ и максимально допустимое смещение диффузора, или АЧХ и КПД системы и т. д. Дальнейшей перспективой конструирования АС в низкочастотной области являются методы нелинейной коррекции, что позволит существенно увеличить динамический диапазон и снизить нелинейные искажения.

5

КОРПУСА АКУСТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ И МЕТОДЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ИХ ВИБРОПОГЛОЩЕНИЯ И ЗВУКОИЗОЛЯЦИИ

◆

5.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Корпус акустической системы, помимо выполнения своего основного функционального назначения — формирования характеристик АС в области низких частот (что подробно рассмотрено в гл. 4), вносит значительные искажения в воспроизводимый сигнал из-за колебаний стенок корпуса и заключенного в нем объема воздуха. Это приводит к следующим результатам:

изменению формы АЧХ — с уменьшением толщины стенок снижается уровень звукового давления на низких частотах и увеличивается число пиков-провалов на средних частотах (пример изменения формы АЧХ с уменьшением толщины корпуса от 20 мм до 4 мм показан на рис. 5.1);

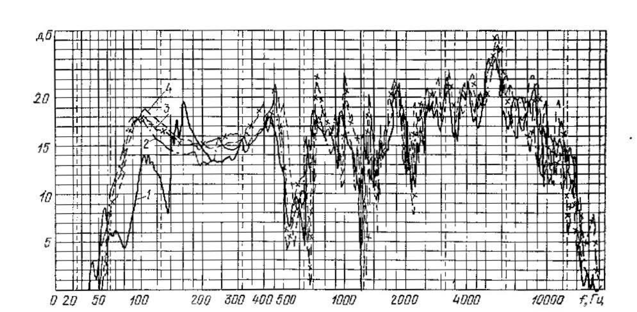


Рис. 5.1. Изменение формы АЧХ с изменением толщины h стенок корпуса: *1* — 4 мм, *2* — 8 мм, *3* — 14 мм, *4* — 20 мм

увеличению уровня нелинейных искажений, например при уменьшении толщины стенок в корпусе объемом $V=56\cdot10^{-3}$ м³ от 20 мм до 4 мм возрастает коэффициент нелинейных искажений на частоте 100 Гц от 3,8% до 16% при подводимой мощности 15 Вт;

возрастанию длительности и уровня переходных процессов — время спада колебаний стенок корпуса может достигать 100...

... 120 мс, что значительно превосходит длительность переходных процессов в громкоговорителях.

Все эти факторы ухудшают качество звучания АС (внося так называемые «ящичные» призвуки). Кроме того, дифракционные эффекты, обусловленные внешней конфигурацией корпуса (его формой, степенью заглушенности передней панели и т. д.), увеличивают неравномерность АЧХ, вносят искажения ГВЗ, приводят к появлению «задержанных» резонансов. При этом изменяется тембральная окраска и ухудшается локализация стереообраза.

По названным причинам конструированию корпусов и анализу их влияния на различные виды искажений уделяется серьезное внимание в отечественной и зарубежной практике проектирования АС категории Hi—Fi.

5.2. ВЛИЯНИЕ КОЛЕБАНИЙ СТЕНОК И ВНУТРЕННЕГО ОБЪЕМА КОРПУСА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ АС

Анализ механизмов возникновения звукоизлучения из-за вибраций стенок корпуса показывает, что существует два пути передачи звука от громкоговорителя: 1) возбуждение колебаний внутреннего объема воздуха в корпусе вследствие излучения от тыльной поверхности диафрагмы и передача через него колебаний на стенки корпуса; 2) прямая передача вибраций от диффузородержателя на переднюю стенку, а от нее на боковые и заднюю. В зависимости от вида передачи колебаний на стенки корпуса в процессе конструирования АС применяют способы звукоизоляции и звукопоглощения, а также виброизоляции и вибропоглощения, достаточно хорошо разработанные в судо- и авиастроении [5.1] ... ... [5.3].

Анализ вклада обоих механизмов в общий процесс звукоизлучения корпуса, выполненный в работе [5.4], показывает, что при измерении вибраций стенок в воздухе и в вакууме заметные различия наблюдаются только в области частот до 300 ... 600 Гц (в зависимости от объема корпуса), где возбуждение колебаний стенок осуществляется обоими путями (через воздушный объем и через прямую передачу вибраций). Выше этих частот возбуждение осуществляется только вторым способом. Действительно, уровень звукового давления внутри закрытого корпуса падает с крутизной 12 дБ/окт. [4.9], заполнение корпуса звукопоглощающим материалом (как будет показано ниже) позволяет на частотах выше 300 Гц снизить этот уровень еще на 20 дБ, поэтому в этой области частот звуковое давление внутри корпуса слишком мало, чтобы возбуждать вибрации в достаточно массивных стенках.

В области низких и средних частот, где процесс возбуждения колебаний остается суммарным, максимальная передача энергии осуществляется на резонансных частотах внутреннего воздушного объема. Для корпусов прямоугольиой формы резонансные частоты определяются по формуле

$$f_{i,k,l} = c_0 \sqrt{(i/l_1)^2 + (k/l_2)^2 + (l/l_3)^2}/2,$$

где c_0 — скорость звука в воздухе; i, k, l — номер моды; l_1, l_2, l_3 — размеры стенок.

Результаты расчетов для корпуса акустической системы 100АС-003 с внутренними размерами 620×370×350 мм

Номер моды i, k, l . . .	100	010	001	110	101	011
Резонансные частоты, Гц .	274	460	486	535	558	669

Для более равномерного распределения звуковой энергии между отдельными модами колебаний и улучшения характеристик направленности передние панели корпусов АС нередко делают наклонными. Расчет резонансных частот, выполненный по формулам работы [5.5], показывает, что наклон передней панели снижает резонансные частоты объема (что нежелательно, так как на более высоких частотах их легче демпфировать), поэтому угол наклона выбирают не больше 15°. Необходимо отметить, что хотя на возбуждение стенок резонансы воздушного объема влияют только в области достаточно низких частот, их влияние на форму АЧХ и тембральную окраску звучания может сказаться в достаточно широкой частотной области за счет воздействия на колебания диафрагмы громкоговорителя. На АЧХ они проявляются в виде узких пиков-провалов (рис. 5.2), на переходных характеристиках в виде «задержанных» резонансов [5.6].

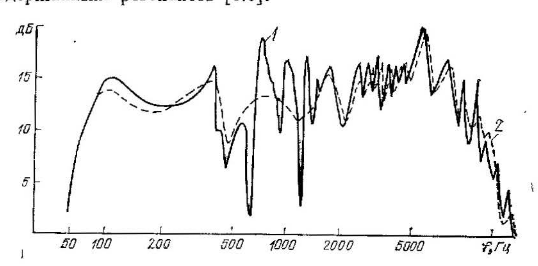


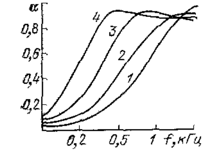
Рис. 5.2. Влияние на форму АЧХ заполнения корпуса звукопоглощающим материалом: *1* — АЧХ без заполнения, *2* — АЧХ после заполнения

Учитывая, что резонансные частоты внутреннего объема представляют собой негармонический ряд, они придают особенно неприятную окраску звучанию АС. Для демпфирования внутренних акустических резонансов применяют различные методы звукопоглощения. Обычно корпуса АС заполняют тонковолокнистыми упругопористыми материалами (минеральная вата, синтетическое волокно, шерсть, стекловолокно и др.). Влияние заполнения корпуса поглощающими материалами в области низких частот рассмотрено в

гл. 4. Эффективность их воздействия на демпфирование резонансных колебаний воздушного объема оценивают коэффициентом звукопоглощения α, равным отношению поглощенной энергии $W_{погл}$ к падающей $W_{пад}$:

$$\alpha = W_{погл}/W_{пад}.$$

Коэффициент звукопоглощения зависит от частоты f, толщины h и плотности ρ применяемого материала (рис. 5.3). С повышением частоты α возрастает, максимального значения он достигает иа частоте $f = c_m/4h$, где c_m — скорость звука в материале волокна, l — толщина слоя. Для сдвига $\alpha_{max}(f)$ в низкочастотную область необходимо увеличивать толщину и плотность заполнения. Однако чрезмерное заполнение корпуса звукопоглощающим материалом может привести к значительному снижению уровня звукового давления в области низких частот и излишней сухости басов. Рекомендуемая в работе [5.7] плотность заполнения составляет 8... 11 кг/м³. В высококачественных АС иаряду с обычно применяемой минеральной ватой широко используют супертонкие синтетические волокна, склеенные различными смолами. Лучшие из отечествеиных волокнистых звукопоглощающих материалов: АТМ-1, АТМ-3, АТМ-7 (супертонкие стеклянные волокиа, склеенные фенольными или кремнеорганическими смолами), АТИМС и др. [5.3].



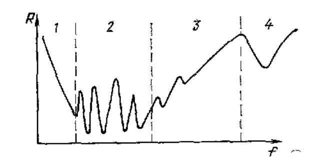


Рис. 5.3. Зависимость коэффициента звукопоглощения от частоты при разной толщине h и плотности материала ρ:

1 — h=0,035 м, ρ=10 кг/м³; 2 — h=0,035 м, ρ=20 кг/м³; 3 — h=0,070 м, ρ=10 кг/м³; 4 — h=0,105 м, ρ=10 кг/м³

Рис. 5.4. Частотная зависимость коэффициента звукоизоляции R:

1 — область упругости; 2 — область резонансов; 3 — область «закона масс»; 4 — область частоты совпадения

Форма АЧХ до и после заполнения корпуса АС звукопоглощающим материалом АТИМС показана на рис. 5.3. Как видно из результатов измерений, применение АТИМС существенно уменьшает неравномерность в области средних частот.

Общий эффект звукоизоляции в корпусе АС складывается из звукоизоляции за счет применения звукопоглощающих материалов внутри него и за счет звукоизолирующей способиости стенок корпуса. Для оценки звукоизоляции обычно используют коэффициент [5.3]:

$$R = 10 \lg(W_{пад}/W_{прош}),$$

где $W_{пад}$ — падающая энергия, $W_{прош}$ — прошедшая энергия звуковой волны.

Звукоизолирующая способность корпуса АС состоит в следующем. Часть звуковой энергии, излучаемой внутрь корпуса диафрагмой громкоговорителя, поглощается в слоях звукопоглощающего материала, часть попадает на стенки корпуса, в которых происходят следующие процессы [5.2]: некоторая доля энергии возвращается обратно в виде отраженной $W_{отр}$ и излучаемой во внутрь за счет упругих колебаний стенок $W_{упр}$, другая рассеивается в материале стенок из-за потерь на трение $W_{тр}$ и остаточную деформацию $W_{ост}$ и третья проходит во вне за счет упругих продольных и поперечных колебаний стенок $W_{упр}$ и через щели и поры в материале $W_{щ}$. Задача выбора конструкций стенок корпуса состоит в том, чтобы максимально увеличить коэффициент звукоизоляции, т. е. уменьшить $W_{пр}$ по отношению к $W_{пад}$. Обычно стенка корпуса представляет собой пластину из фанеры или ДСП толщиной 10... ...25 мм. Характер частотной зависимости коэффициента звукоизоляции R для нее показан на рис. 5.4. Для анализа этой зависимости $R(f)$ весь частотный диапазон может быть разбит на четыре характерные области.

1 — *область упругости* $f<0{,}5f_1$ (f_1 — первая резонансная частота стенки). В этой области коэффициент звукоизоляции определяется упругостью стенки, с повышением частоты он снижается с крутизной 6 дБ/окт. и оценивается по формуле:

$$R = 10 \lg [1 + (\omega_1^2 \rho h / 2 \rho_0 c_0 \omega)^2],$$

где ρh — поверхностная плотность стенки, ω_1 — первая резонансная частота, ω — текущая частота; ρ_0 — плотность воздуха; c_0 — скорость звука в воздухе.

2 — *область резонансных частот* (хотя стенка, как всякая распределенная механическая система, имеет бесконечное число резонансов, максимальная амплитуда смещений, а следовательно, и достаточно высокий уровень звукоизлучения, имеет место на первых четырех-пяти резонансных частотах). В этой частотной области коэффициент R определяется в основном диссипацией энергии в материале стенки и оценивается по формуле

$$R = 20 \lg (1 + \omega_n \rho \eta / 2 \rho_0 c_0),$$

где η — коэффициент потерь.

На резонансных частотах стенки уровень звукоизоляции резко падает.

3 — *область действия «закона масс»*, где R растет по мере повышения частоты пропорционально массе стенки.

4 — *область «волнового совпадения»*, где имеет место снижение уровня звукоизоляции в области частоты $f_{кр} = (c_0^2/2\pi)\sqrt{\rho h/D}$, где h — толщина стенки; ρ — плотность; D — изгибная жесткость. Частота $f_{кр}$ для обычно применяемых корпусов в АС 1500... ...2000 Гц, здесь амплитуда колебаний стенок мала, и они не вносят существенного вклада в звуковое поле. Для повышения

уровня звукоизоляции в области *1...4* стремятся к повышению жесткости и массы стеиок. Известиы конструкции АС с корпусами иэ кирпича, пенобетона и мрамора. Они обеспечивают высокий уровень звукоизоляции (до 30 дБ), однако неприемлемы по массе. Более эффективно применение двухслойных конструкций стенок (две пластины ДСП или фанеры с заполнением промежутка между иими песком или звукопоглощающим материалом). Дополнительная звукоизоляция может составлять при этом от 5 до 15 дБ в диапазоне 200...1000 Гц. Такие конструкции корпусов АС применяют некоторые зарубежные фирмы, однако они чрезвычайно трудоемки и сложны в изготовлении. Наибольшую опасность представляет область *2* (для большинства АС это частотный диапазон до 800 Гц). Здесь основными средствами повышения звукоизоляции являются смещение резонансов в область более высоких частот и увеличение демпфирования. Поскольку способы, которыми это достигается, общие и для борьбы с вибрацией стенок, возбужденной за счет второго способа передачи колебаний, рассмотрим их совместно несколько ниже.

Анализ второго способа возбуждения колебаний стенок корпуса [5.4] показывает, что при колебаниях подвижной системы громкоговорителя возбуждаются колебания диффузородержателя, которые передаются на переднюю панель. Затем возникают иитенсивные продольные колебания боковых стенок, которые передают вибрации на заднюю и верхние панели. В области низких частот стенки корпуса колеблются синфазно. В этой области уровень виброускореиия на стенках, а следовательно, и уровень звукоизлучения от иих, определяется их общей упругостью и упругостью заключенного в них объема воздуха. По мере повышения частоты начинаются интенсивные изгибные колебания всех стенок корпуса, амплитуды которых имеют максимальные зпачения на резоиаисных частотах. Измерения виброускорения па стенках корпусов показывают, что наибольшие амплитуды вибраций имеют место на передней н задней стенках, затем на верхней и боковых. Общая картина распределений на стенках корпуса показана иа рис. 5.5.

Для борьбы с прямой передачей вибраций применяют методы виброизоляции и вибропоглощения [5.1], [5.2]. Эффект виброизоляции обеспечивается применением упругих амортизаторов при креплении возбудителя вибрации (диффузородержателя) к передней стенке корпуса, а иногда и передней стенки к боковым. При конструировании высококачественных АС применяют сплошные резиновые прокладки между диффузородержателем и передней панелью, локальные опорные виброизоляторы для крепления виитов, амортизирующие прокладки для крепления передней панели к боковым, развязку диффузородержателя от передией панели за счет дополнительной опоры его на дно и т. д. Все эти меры позволяют уменьшить передаваемый уровень вибрации на боковые и задние стенки корпуса на 10...11 дБ.

Для снижения амплитуд вибраций стенок на их резоиансных частотах, а следовательно и уменьшения их вклада в звукоизлуче-

ние от корпуса, применяют различные методы вибропоглощения.

В настоящее время известны четыре основных типа вибропоглощающих покрытий, различающихся по виду деформации, которая и определяет способ поглощения вибраций.

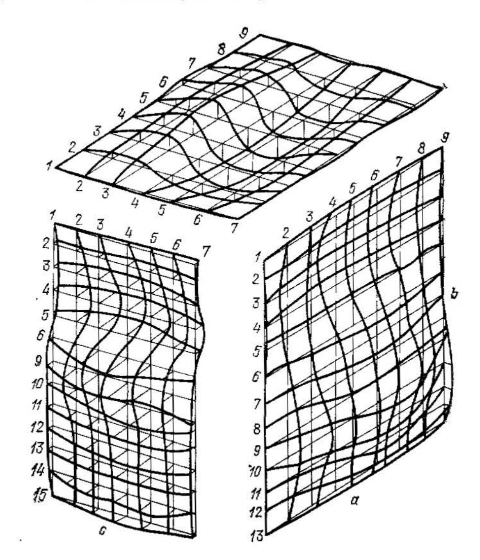


Рис. 5.5. Общая картина распределения колебаний на задней, боковой и верхней стенках корпуса ($f=250$ Гц, $h=10$ мм, $a \times b \times c=470 \times 860 \times 670$ мм)

Тип I — «жесткие» покрытия (слой жесткой пластмассы, наносимый на демпфируемую поверхность). Поглощение энергии обеспечивается при изгибных колебаниях демпфируемой пластины, что обусловливает деформации растяжения — сжатия вдоль поверхности покрытия. Некоторые виды жестких вибропоглощающих покрытий и их параметры даны в табл. 5.1.

Покрытия в виде листовых материалов (типа «Агат», ВМЛ-25 и др.) наносятся на поверхность с помошью клея ПН-Э или ЭПК-519 под прижимом. Мастичные материалы наносятся напылением, штапелированием или шприцеванием слоями по 2—4 мм до получения необходимой толщины.

Тип II — «жесткое покрытие с прокладкой» (между слоем жесткой пластмассы и демпфируемой пластины устанавливается

Таблица 5.1

Покрытие	η	$E\cdot10^{-8}$, Н/м²	$\rho\cdot10^{-3}$, кг/м³
«Агат» листовой	0,25	20,0	1,35
«Антивибрит-2» мастика	0,45	29,0	1,57
А-5 мастика	0,5	35,0	1,53
ВМЛ-25 листовой	0,4	32,5	1,6

прокладка из легкого и жесткого материала). В связи с удалением слоя пластмассы от нейтральной плоскости деформируемой пластины деформации растяжения — сжатия увеличиваются, и коэффициент потерь возрастает.

В качестве прокладки обычно применяется пенопласт типа ПХВ-1 или ПУ-101. Физико-механические свойства ПХВ-1 следующие: $\rho=0{,}1\cdot10^{-3}$ кг/м³; $\eta=0{,}02$; $E=34\cdot10^{8}$ Н/м².

Тип III — армированные вибропоглощающие покрытия (представляют собой слой вязкоупругого материала, на который наносится армирующий слой из жесткого материала, например алюминиевой фольги).

Тип IV — мягкие вибропоглощающие покрытия (представляют собой слой вязкоупругого материала, в котором при поперечных смещениях демпфируемой поверхности возникают упругие волны в направлении его толщины). В качестве мягких вибропоглощающих покрытий применяют различные сорта резин, пластифицированный поливинилхлорид и др.

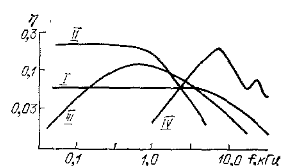


Рис. 5.6. Зависимость коэффициента потерь от частоты для разных видов вибропоглощающих покрытий:
1 — жесткое, *2* — жесткое с прокладкой; *3* — армированное, *4* — мягкое

Коэффициент потерь всех видов покрытия существенно различается в зависимости от диапазона частот (рис. 5.6). В области низких и средних частот (а это наиболее «опасная» область для корпусов АС) наибольшую эффективность имеют «жесткие» (I) или «жесткие с прокладкой» (II) покрытия. В области высоких частот — «мягкие» (IV) покрытия.

В связи с тем, что вибродемпфированию уделяется серьезное внимание в авиации, судостроении [5.1] ... [5.3] и т. д., принципы рационального выбора и размещения вибропоглощающих покрытий достаточно хорошо разработаны ([5.8], [5.9]).

Выбор типа покрытия I, II, III, IV должен производиться с учетом характера спектра вибраций корпуса. В том случае, если выбор размеров корпуса (60 ... 100 дм³), материала и толщины стенок (фанера или ДСП 10 ... 20 мм) определяет низкочастотный ха-

рактер первых резонансных частот (до 800 Гц), наиболее эффективно «жесткое» покрытие («Агат», ВМЛ-25 и др.). Для корпусов малого объема из очень жестких материалов достаточным может оказаться применение «мягких» покрытий (резины и др.).

Жесткое покрытие целесообразно наносить с одной стороны; если позволяют габариты АС, относить его дальше от нейтральной плоскости стенки с помощью прокладок ПХВ и др.

Толщина покрытия должна выбираться из условия обеспечения требуемого коэффициента потерь, величина которого зависит от заданного уровня вибропоглощения (или звукоизоляции). Коэффициент потерь изгибно-колеблющейся пластины, облицованной жестким вибропоглощающим покрытием, приближенно может быть определен по формуле [5.2]

$$\eta_{пл+п} = \eta_{пл} \frac{\gamma\beta}{1+\gamma\beta} \cdot \frac{3+6\beta+4\beta^2+2\gamma\beta^3+\gamma^2\beta^4}{1+2\gamma(2\beta+3\beta^2+2\beta^3)+\gamma^2\beta^4},$$

где $\gamma = E_п/E_{пл}$, $\beta = h_п/h_{пл}$, $h_{пл}$, $h_п$ — толщина демпфируемой пластины и слоя покрытия, $E_{пл}$, $E_п$ — модули Юнга демпфируемой пластины и покрытия, $\eta_п$ — коэффициент потерь материала покрытия. Для акустических систем обычно используют $h_п = (0{,}5 \div 1) h_{пл}$ (так как вступают в силу ограничения по весу).

Существует оптимальная протяженность покрытия, поскольку коэффициент демпфирования $\eta_{пл+п}$ пропорционален толщине $h_п$, то при жестком защемлении краев пластины целесообразнее сосредотачивать его в области максимальных амплитуд, соответственно увеличив его толщину. Следует учесть, что если размеры отдельных участков покрытия менее $1/2\,\lambda_{изг}$, где $\lambda_{изг}$ — длина изгибной волны в стенке, то эффективность покрытия снижается на 10% за счет «краевого эффекта».

Методика расчета оптимальной площади покрытия дана в работе [5.1].

В реальных АС вибрации на краях довольно значительны, поэтому приходится вибропоглощающий материал распределять равномерно по стенке.

Эффективность «жесткого покрытия» [5.2]:

$$\Delta L_ш \approx (6 \div 10) \lg \eta_{пл+п}/\eta_{пл}, \qquad (5.1)$$

где $\Delta L_ш$ — изменение уровня звукового давления, создаваемого пластиной в пространстве при введении вибродемпфирующего покрытия.

В области высоких частот эффективность покрытия, оцениваемая по формуле (5.1), снижается, так как сказывается влияние неослабленного вибродемпфирующими покрытиями нерезонансного излучения стенок [5.1].

Для уменьшения уровня звукоизлучения от корпуса в области средних и высоких частот применяют конструктивные меры, направленные на повышение резонансных частот стенок корпуса, так как, во-первых, с увеличением резонансной частоты **уменьшается** амплитуда виброускорения и, следовательно, уменьшается уровень

звукоизлучения, возрастает направленность излучения стенок и снижается их вклад в звуковое поле на оси; во-вторых, увеличивается эффективность звукопоглощения и соответственно уменьшается энергия, возбуждающая стенки корпуса. На более высоких частотах эффективными оказываются «мягкие» покрытия, которые технологичнее для применения.

Приближенный расчет резонансных частот прямоугольной панели (т. е. стенки корпуса) может производиться по формуле [5.10]

$$\omega_{m,n} = (k^2_{m,n}/a^2)\sqrt{D/\rho h}, \qquad (5.2)$$

D — изгибная жесткость, ρh — поверхностная плотность пластины, a, b — размеры, $k_{m,n}$ — коэффициент, зависящий от условий закрепления краев пластины [5.10], m, n — номер моды, μ — коэффициент Пуассона; E — модуль Юнга.

Сравнение с экспериментальными данными показывает, что стенки реального корпуса по условию закрепления краев ближе к «опертой» пластине.

Формула (5.2) для пластины с «опертыми» краями имеет вид:

$$\omega_{m,n} = \pi^2\sqrt{D/\rho h}\,(m^2/a^2 + n^2/b^2). \qquad (5.3)$$

Результаты расчета первых резонансных частот по формуле (5.3) для стенки корпуса с параметрами: $a=0{,}863$ м; $b=0{,}44$ м; $h=0{,}018$ м; $\mu=0{,}3$; $\rho=0{,}8\cdot 10^{-3}$ кг/м³. $E=13{,}4\cdot 10^{-8}$ Н/м² даны в табл. 5.2.

Таблица 5.2

n	Значение резонансной частоты, Гц		
	$m=2$	$m=3$	$m=4$
2	—	73,3	120,0
3	153,1	181,1	227,8
4	332,8	360,8	407,5

Таблица 5.3

Материал	$E\cdot 10^{-8}$, Н/м²	$\rho\cdot 10^{-3}$, кг/м³	η
Фанера	13,4	0,75	0,013
ДСП	12	0,6	0,06

С целью повышения резонансных частот применяют следующие конструктивные меры.

Увеличение толщины (так как жесткость панели пропорциональна h^3). Однако на практике это ограничивается требованиями на допустимую массу АС и обычно составляет для систем мощностью 50...100 Вт — 18...22 мм, 35...50 Вт — 12...18 мм, 10...35 Вт — 10...12 мм (материал: фанера или ДСП).

Увеличение жесткости (E) и *снижение плотности* (ρ) (так как частота повышается пропорционально $\sqrt{E/\rho}$). Выбор материала для стенок корпуса является чрезвычайно серьезной задачей. В отечественной практике используют ДСП или фанеру, параметры которой очень близки (табл. 5.3).

Зарубежные фирмы применяют материалы, специально разработанные для корпусов АС, например «Рэзинэмикс», ДСП с латексными наполнителями, вспененные пластмассы, пенобетон с синтетическими наполнителями и т. д.

Выбор формы стенок корпуса. Для прямоугольных стенок резонансная частота наиболее «чувствительна» к изменению короткого размера $f \approx \sqrt{1/b}$, поэтому предпочтительнее стенки корпуса, особенно передние и задние, делать более узкими и длинными.

Применение ребер жесткости. Использование жестких ребер, особенно расположенных параллельно длинной стороне или по диагонали стенки, может повысить резонансную частоту больше, чем в 2 раза. При применении ребер жесткости в корпусе АС необходимо обеспечить их жесткое соединение с пластиной (жесткий клей, шурупы и т. д.), иначе не будет их эффективного влияния. Для повышения общей жесткости корпуса используют ребра вдоль углов.

Применение стяжек (или распорок) между стенками, например между двумя боковыми или задней стенкой и дном и т. д.

Применение конструктивных мер, направленных на сдвиг резонансов одной стенки корпуса относительно другой (так как при их совпадении уровень звукоизлучения возрастает).

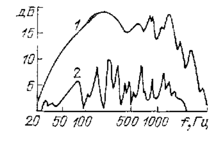
Проблема расчета звукоизоляции всего корпуса в целом представляет значительные трудности, так как требует решения комплексной сопряженной задачи излучения прямоугольной конструкции с учетом резонансных колебаний стенок (подробнее об этой задаче сказано в гл. 2). Приближенное решение задачи исследовалось в ряде работ, например, в [5.11] выполнен расчет звукоизоляции по шуму прямоугольного корпуса с одной гибкой стенкой, остальные жесткие. Результаты позволяют выделить три частотных области звукоизоляции, качественно сходные с областями звукоизоляции для одной стенки: в первой — звукоизоляция по шуму определяется отношением упругости объема внутри корпуса к упругости стенок; во втором — основное влияние оказывает многорезонансное возбуждение стенок и объема воздуха; в третьей — влияет частота «волнового совпадения». В процессе макетирования АС обычно проводится экспериментальная отработка звуко- и виброизоляционных характеристик различных вариантов конструкции корпусов.

Для оценки вклада колебаний корпуса в общее звуковое поле АС разработан целый ряд методик, позволяющих: измерить общий уровень звукового давления во всем частотном диапазоне, определяемый только колебаниями корпуса, при этом прямое излучение от головки громкоговорителя изолируется либо нагрузкой ее на заглушенную трубу, либо установкой двух одинаковых АС вплотную, включением головок в противофазе и измерением давления от стенок в ближием поле, либо выводом излучения головки в смежную заглушенную камеру [5.12]. (Как показывают результаты измерений, разность между АЧХ всей системы и АЧХ от корпуса может

быть меньше 10 дБ, рис. 5.7); измерить распределение виброускорения, добротность стенок корпуса и характер реверберационного процесса внутри него [5.13].

Вопрос о выборе критериев для оценки необходимого уровня звукоизоляции корпуса усиленно обсуждается в литературе. Для АС категории Hi—Fi звукоизоляцию корпуса принято считать достаточной, если разница между уровнем звукового давления (т. е. АЧХ) всей системы и уровнем звукового давления за счет излучения от корпуса составляет больше 20 дБ во всем частотном диапазоне. Кроме того, в работе [5.14] предлагается считать необходимым, чтобы время реверберации (*RT*) за счет послезвучания резонансов корпуса было существенно меньше *RT* комнаты прослушивания, что может быть получено, если коэффициент потерь в корпусе $\eta = 0{,}7$ на 100 Гц и 0,01 на 1000 Гц (для недемпфированных корпусов из фанеры η обычно равно 0,25 на частоте 100 Гц).

Рис. 5.7. АЧХ акустической системы в целом (*1*) и АЧХ за счет излучения от корпуса (*2*)



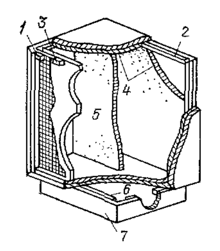




Рис. 5.8. Образец конструкции корпуса АС:

1, *3* — рейки для крепления звукопоглощающего материала; *2* — угловые ребра; *4*, *5* — пластины из стекловолокна; *6*, *7* — многослойное основание; *8* — скоба; *9* — угловое соединение

Кроме объективной оценки для АС категории Hi—Fi проводится субъективное прослушивание различных вариантов корпусов, при этом, как показывает практика, «все корпуса звучат по-разному». Учитывая современные требования к качеству звучания АС, в высококачественных моделях используются конструкции корпусов чрезвычайно сложной формы: стенки делаются из специальных материалов толщиной 20—22 мм или двойные с прослойкой из поглощающих материалов, применяются различные вибропоглощающие покрытия, ребра жесткости, стяжки между стенками, виброизоляторы и т. д. Образец конструкции корпуса в разрезе показан на рис. 5.8. Все затраты на производство такой сложной конструкции оправдываются улучшением объективных характеристик и качества звучания акустических систем.

5.3. ВЛИЯНИЕ ВНЕШНЕЙ КОНФИГУРАЦИИ КОРПУСА

Внешняя конфигурация корпуса (т. е. его форма, наличие отражающих выступов и впадин, характер округления углов, степень демпфирования его передней и верхней стенки и т. д.) существенно влияет на акустические характеристики АС и качество ее звучания за счет дифракционных эффектов. Расчету дифракции на телах различной формы посвящены многочисленные исследования (применительно к корпусам АС это [5.15], [5.16], [5.17] и др.). Экспериментальные исследования в корпусах различной формы показали, что переход от гладких форм (сфера) к формам с острыми углами приводит к значительному увеличению неравномерности АЧХ (рис. 5.9). Традиционно большинство АС делают в прямоугольных корпусах. Однако в последние годы, когда параметры АС категории Hi—Fi значительно улучшились (в частности, неравномерность АЧХ достигла 2...4 дБ), вклад искажений за счет дифракционных эффектов стал более ощутим. Поэтому в моделях АС высшей категории (гл. 6) корпуса средне- и высокочастотных громкоговорителей стали делать в виде отдельных блоков обтекаемой формы (сфер, цилиндров, кубоидов с округленными краями и т. д.). Расчет дифракционных эффектов на телах простой формы (сфере, цилиндре и др.) выполнялся во многих работах, для прямоугольных корпусов эта задача представляет значительные трудности и решается в настоящее время численными методами (см. гл. 2).

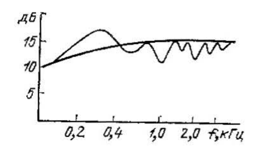


Рис. 5.9. АЧХ громкоговорителя в корпусе вида сферы (*1*) и куба (*2*)

Экспериментальные исследования дифракционных эффектов на прямоугольных экранах и корпусах различных размеров ([5.17], [5.18]) позволили установить зависимость дифракционных изменений звукового давления АС от размеров и соотношения длин сторон передней стенки корпуса, его глубины и т. д. Анализ изменений звукового давления за счет дифракции показывает, что первый дифракционный максимум имеет место при $k\alpha \approx 2$ (где $\alpha = \sqrt{b/\pi}$ — характерный размер передней стенки), а первый дифракционный минимум при $k\alpha \approx 4{,}8$. При этом глубина пиков-провалов зависит от степени асимметрии системы, т. е. расстояний от громкоговорителя до углов. При проектировании АС стремятся выбирать размеры передней стенки ящика таким образом, чтобы частоты дифракционных пиков-провалов на АЧХ низкочастотного громкоговорителя в оформлении лежали выше частоты среза. Поэтому обычно переднюю панель делают как можно более узкой (насколько позволяют размеры низкочастотного громкоговорителя), это также увеличивает ее резонансные частоты и улучшает характеристику направленности АС. Увеличение глубины корпуса даст незначительный вклад в изменение дифракционного поля, хотя глубина иг-

рает существенную роль в появлении «задержанных» резонансов, отчетливо видных на трехмерных динамических спектрограммах (гл. 1), что обусловлено прохождением через диафрагму импульсов, отраженных от задней стенки корпуса. Глубину корпуса и степень его демпфирования внутри рассчитывают таким образом, чтобы обеспечить гладкость переходных «кумулятивных» спектров за счет демпфирования этих резонансов. По-видимому, появление «задержанных» резонансов и служит причиной давно установленного эмпирически факта, что плоские АС субъективно звучат хуже.

Влияние отражений от углов корпуса и от конической полости низкочастотного громкоговорителя экспериментально исследовалось достаточно давно, однако только применение техники цифровой фильтрации позволило оценить вклад этих отражений в искажения АЧХ и ГВЗ количественно. Увеличение неравномерности АЧХ и искажений ГВЗ, обусловленное только отражениями от углов и полости низкочастотного громкоговорителя (выделенное с помощью импульсных измерений с последующей цифровой обработкой), составляет 4 дБ и 0,5 мс соответственно по данным работы [5.19]. Для уменьшения этих эффектов, кроме применения корпусов сглаженных форм (без острых выступов и углов), используется демпфирование передней панели и верхней крышки корпуса. Эти меры позволили снизить неравномерность АЧХ и ГВЗ и заметно улучшить слуховое восприятие за счет уменьшения тембральных искажений и улучшения локализации стереообраза. Таким образом, сложная внешняя конфигурация корпуса, характерная для современных акустических систем категории Hi—Fi, наряду с эстетическими соображениями функционально обусловлена техническими требованиями к параметрам и качеству звучания АС.

6

АНАЛИЗ КОНСТРУКЦИИ ОТЕЧЕСТВЕННЫХ И ЗАРУБЕЖНЫХ АС КАТЕГОРИИ Hi—Fi

◆

6.1. ОТЕЧЕСТВЕННЫЕ АКУСТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

Первой отечественной АС, отвечающей требованиям на аппаратуру Hi—Fi, явилась акустическая система 35АС-012 (S-90): трехполосная, фазоинверсного типа, используются громкоговорители 30ГД-1, 15ГД-11, 10ГД-35. Система 35АС-012 показана иа рис. 6.1,*а*.

Электроакустические параметры системы: диапазон воспроизводимых частот 31,5 ... 20 000 Гц, номинальная мощность 35 Вт, паспортная мощность 90 Вт, уровень характеристической чувствительности 86 дБ, габариты 710×360×255 мм. На базе этой модели за последние годы созданы следующие акустические системы:

35АС-016 (с фазоинвертором), 35АС-018 (с фазоинвертором), 35АС-008 (закрытая), 35АС-015 (с пассивным излучателем). Все эти системы имеют близкие параметры и отличаются внешиим видом.

Применение различных конструктивных мер позволило создать несколько моделей акустических систем уменьшенных габаритных размеров (объем около 40 дм³):

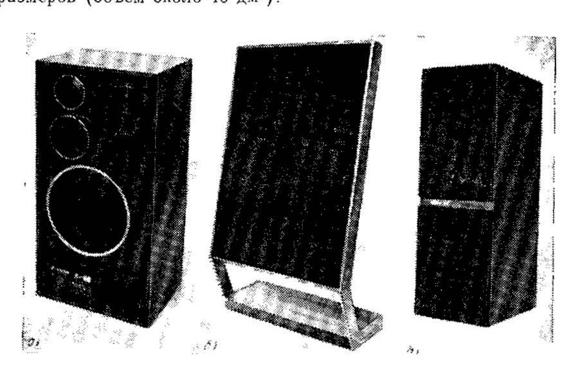


Рис. 6.1. Акустические системы: *а*) 35АС-012 (*S*-90), *б*) АСЭ-2 (электростатическая), *в*) 50АСДС

35АС-213 (S-70). Отличается применением электромеханической обратной связи (ЭМОС), использованием специального низкочастотного громкоговорителя 30ГД-6 с пьезодатчиком, встроенного низкочастотного усилителя, блока защиты громкоговорителей от перегрузок и электронной индикацией уровней. Параметры совпадают с 35АС-012, кроме паспортной мощности — 70 Вт;

25АС-027 — особенностью этой системы является применение высокочастотного изодинамического громкоговорителя 10ГИ, что позволило расширить диапазон воспроизводимых частот до 31 500 Гц и улучшить качество передачи высоких частот.

Особую группу акустических систем составляют АС, использующие излучатели электростатического типа:

АСЭ-2 — широкополосная электростатическая система, двухполосная, состоящая из шести иизкочастотных пластин размером 650×120 мм и двух трехсекционных высокочастотных пластин размером 320×190 мм. В АС имеется встроенный блок с поляризатором, разделительными фильтрами и согласующими трансформаторами. Акустическая система имеет следующие параметры: диапазон воспроизводимых частот 45 ... 30 000 Гц, номинальное среднее

звуковое давление 1,2 Па, номинальное входное напряжение 8 В. Качество звучания отличается характерными для этого вида преобразователей чистотой и прозрачностью звучания. Внешний вид АС показан на рис. 6.1,*б*. На базе этой АС создана также модель 25АСЭ-101, имеющая аналогичные параметры.

50АСДС-101 — диностатическая система, использующая динамические и электростатические излучатели. Низкочастотный диапазон воспроизводится двумя динамическими громкоговорителями 25ГД-32, высокочастотный — электростатическими излучателями размером 320×190 мм. Внешний вид системы показан на рис. 6.1,*в*.

В 1980—1982 гг. была разработана первая отечественная модель АС высшей категории 100АС-003 «Орбита». В процессе создания АС категории Hi—Fi были выдвинуты требования значительного ужестчения норм на уже известные параметры и введен целый ряд новых. В результате создана АС со следующими электроакустическими характеристиками: диапазон воспроизводимых частот 20...30 000 Гц, паспортная мощность 100 Вт, кратковременная (музыкальная) мощность — 200 Вт, уровень характеристической чувствительности — 86 дБ, характеристический коэффициент нелинейных искажений — 2% (в диапазоне 250... 1000 Гц), 1% (свыше 1000 Гц), частота основного резонанса 25 Гц, уровень переходных искажений — 20 дБ, максимальный уровень звукового давления 110 дБ.

Для реализации этих требований в процессе создания 100АС-003 потребовалось решить целый ряд конструкторских и технологических задач:

разработка новой линейки громкоговорителей 100ГД-1 (низкочастотного), 30ГД-8 (среднечастотного), 10ГД-43 (высокочастотного), создание электронного устройства защиты громкоговорителей от механических и тепловых перегрузок, разработка оптимизированных на ЭВМ фильтрующе-корректирующих цепей, создание новой конструкции корпуса с применением вибро- и звукопоглощающих материалов. В результате была создана модель АС, соответствующая по параметрам и качеству звучания лучшим моделям АС категории Hi—Fi. В настоящее время в процессе разработки находится еще несколько моделей высококачественных АС: 75АС-001 и 50АС-021 и т. д.

6.2. ЗАРУБЕЖНЫЕ АКУСТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

В настоящее время зарубежными фирмами выпускается большое количество АС разнообразных типов и конструкций. Так, на рынке США в 1982 г. было представлено 1030 моделей АС, выпускаемых 200 фирмами. Наряду с большим числом недорогих АС имеется ряд моделей, отличающихся очень высокими объективными характеристиками и обеспечивающих максимальную естественность звучания. В этих моделях находят отражение современные технические решения и достижения технологии, электроники и акустики, некоторые из которых рассмотрены в предыдущих главах. Динами-

ческие АС являются наиболее распространенными в настоящее время. С точки зрения технических решений они различаются по типу низкочастотного оформления (закрытые, фазоинверсные, с электронной коррекцией и т. д.), по типу среднечастотных и высокочастотных громкоговорителей (купольные, конусные), по наличию дополнительных устройств — рупоров для повышения КПД, акустических линз для расширения характеристик направленности и т. д. В качестве примера можно рассмотреть несколько лучших высококачественных АС, выпускаемых за рубежом в настоящее время.

Трехполосная акустическая система KEF-105M, выпускаемая английской фирмой KEF изображена на рис. 6.2,*а*. В системе применены разделительные фильтры, оптимизированные на ЭВМ.

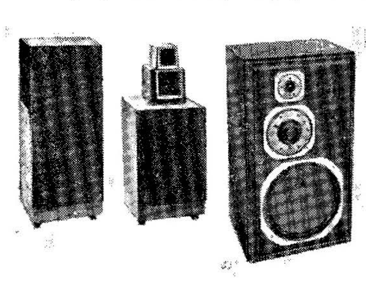
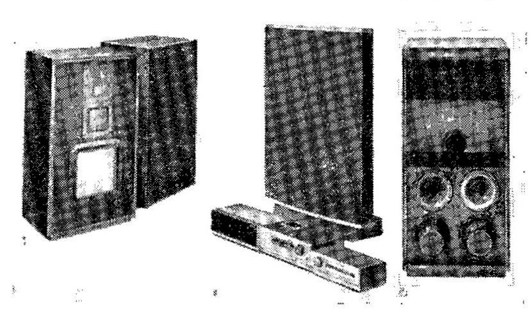


Рис. 6.2. Акустические системы: *а*) KEF=105M; *б*) Yamaha, NS-1000M, *в*) Sony, APM-8, *г*) Quad, ESL-63 (электростатическая и *д*) низкочастотный блок Audio-Pro, B4-2000



Фильтры обеспечивают плоскую АЧХ системы по звуковому давлению и имеют асимптотическую крутизну спадов АЧХ каналов по звуковому давлению в полосах разделения — 24 дБ/окт. Частоты разделения — 400 и 2500 Гц. Среднечастотный и высокочастотный

громкоговорители выделены в отдельный блок обтекаемой формы, что позволило уменьшить неравномерность АЧХ в области средних и высоких частот. В системе используется пространственное согласование ФЧХ каналов (см. гл. 3). Низкочастотное оформление системы — закрытого типа. Низкочастотный громкоговоритель диаметром 300 мм с диффузором из материала bextren, значительно улучшающим демпфирование собственных резонансов диффузора, имеет нижнюю граничную частоту системы 30 Гц в корпусе объемом 70 дм^3. Уровень характеристической чувствительности — 86 дБ. Система развивает максимальное звуковое давление 107 дБ и может работать с усилителем звуковой частоты мощностью до 200 Вт. Диапазон воспроизводимых частот лежит в пределах 30... ...20 000 Гц при неравномерности АЧХ 4 дБ. Система имеет переключаемый пиковый индикатор уровня подводимой электрической мощности и оптический индикатор оптимальной зоны прослушивания. АС KEF-105M является одной из лучших систем, выполненных в идеологии высокой верности воспроизведения.

Акустическая система NS-1000M, выпускаемая японской фирмой Yamaha, также считается в настоящее время одной из лучших динамических АС (рис. 6.2,б). Это трехполосная система закрытого типа, диапазон воспроизводимых частот которой лежит в пределах 50...30 000 Гц. В системе применены средне- и высокочастотные купольные громкоговорители с бериллиевыми диафрагмами, виброзащищенная конструкция корпуса, что позволило разработчикам добиться малой неравномерности АЧХ, очень низкого уровня нелинейных искажений и высокой естественности звучания. Уровень характеристической чувствительности составляет 85 дБ, максимальный уровень звукового давления — 109 дБ. Эта система выпускается как для бытового использования, так и в качестве студийного контрольного монитора.

Развитие цифровых методов звукозаписи обусловило появление акустических систем с расширенным динамическим диапазоном. К этому классу систем можно отнести АС APM-8 японской фирмы Sony, которая является примером применения достижений современной технологии (рис. 6.2,*в*). Громкоговорители этой четырехполосной системы имеют плоские диффузоры прямоугольной формы, выполненные из алюминиевых сотовых конструкций, что обусловливает большую жесткость диффузоров и обеспечивает поршневой характер колебаний диффузора во всем воспроизводимом диапазоне частот. Следует заметить, что конструкция таких громкоговорителей чрезвычайно сложна и встречает большие технологические трудности в изготовлении. Диффузор низкочастотного громкоговорителя возбуждается четырьмя звуковыми катушками, что позволяет значительно увеличить допустимую входную электрическую мощность и повысить КПД. Динамический диапазон системы составляет 123 дБ, диапазон воспроизводимых частот лежит в пределах 25...30 000 Гц, уровень характеристической чувствительности составляет 96 дБ.

Одной из самых известных систем категории Hi—Fi является

электростатическая ESL английской фирмы Quad и ее модификация ESL-63, изображенная на рис. 6.2,*г*. Предыдущая модель выпускалась с 1956 по 1981 г. и до сих пор является одной из самых популярных среди специалистов и любителей классической музыки, так как обладает очень высокой естественностью звучания. Диапазон воспроизводимых частот лежит в пределах 45...18 000 Гц при неравномерности АЧХ 6 дБ. Система имеет относительно узкий динамический диапазон — 98 дБ, что характерно для большинства электростатических АС и не обладает широкой характеристикой направленности, что обусловлено большой площадью излучающей поверхности. Этот недостаток устранен в системе ESL-63, где характеристики направленности расширяются за счет применения специальных фазокорректирующих цепей, вносящих временную задержку сигнала между соответствующими излучающими элементами. В последнее время появился новый класс систем, называемых трифоническими. Эти системы состоят из общего для двух стереофонических каналов низкочастотного блока и двух систем-«сателлитов», воспроизводящих сигналы выше 100... ...200 Гц. Среди низкочастотных блоков трифонических систем представляют интерес разработки шведской фирмы Audio-Pro. В этих блоках применена предложенная специалистами фирмы система с электронным управлением параметрами низкочастотных громкоговорителей ACE-Bass (см. гл. 4). Низкочастотный блок ВЧ-2000 имеет нижнюю граничную частоту 20 Гц (—3 дБ) и развивает в рабочем диапазоне частот 20...200 Гц максимальное звуковое давление 110 дБ (рис. 6.2,*д*). Блок содержит две пары низкочастотных громкоговорителей диаметром 126 мм. С целью уменьшения четных гармоник одна пара громкоговорителей излучает фронтальной поверхностью диффузора, а другая — тыльной, при этом электрически эти пары включены в противофазе. Другой низкочастотный блок аналогичной конструкции имеет нижнюю граничную частоту 30 Гц (—3 дБ) и развивает максимальное звуковое давление 117 дБ. Оба блока имеют корректирующий фильтр верхних частот, обеспечивающий значительное уменьшение амплитуды смещения подвижной системы и снижение уровня нелинейных искажений. АЧХ блоков в области нижних частот аппроксимируется характеристикой Баттерворта шестого порядка (см. гл. 4).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1.1. **ГОСТ 16122—78.** Громкоговорители. Методы электроакустических испытаний. Введ. с 1.07.1979. — 53 с.
1.2. **ГОСТ 23262—83.** Системы акустические. Общие технические условия. Введ. с 1.07.1984. — 12 с.
1.3. **ГОСТ 24307—80.** Изделия бытовой радиоэлектроники. Системы акустические и громкоговорители высокой верности воспроизведения. Введ. с 1.01.1981. — 15 с.
1.4. **IEC Publication 268—5:** Loudspeakers, 1972. Geneva. — 54 p.
1.5. **IEC Publication 581—7.** Part 7. Loudspeaker, 1980. Geneva. — 29 p.
1.6. **Preis D.** Phase Distortions and Phase Equalization. — JAES, 1982, v. 30, N 11, p. 774—794.
1.7. **Зиновьев А. Л., Филипов Л. И.** Введение в теорию сигналов и цепей. — М.: Высшая школа, 1968. — 351 с.
1.8. **Bucklein R.** The Audibility of Frequency Response Irregularities. — JAES, 1981, v. 29, N 3, p. 126—131.
1.9. **Фланаган Д.** Анализ, синтез и восприятие речи. — М.: Мир. 1968. — 267 с.
1.10. **Freyer P.** Loudspeaker Distortions — Can We Hear Them? — Hi—Fi News and Record Review, 1977, July, p. 51—57.
1.11. **Barlow D.** Loudspeaker Coloration. — Wireless World, 1978, March, p. 34—37.
1.12. **Teruo M., Yoshihiko C.** Sampling-Frequency Considerations in Digital Audio. — JAES, 1978, v. 26, N 4, p. 252—256.
1.13. **Исследование** заметности искажеиий в радиовещательных каналах/Под ред. Горона Е. И. — М.: Связь, 1959. — 120 с.
1.14. **Применение** цифровой обработки сигналов/Под ред. Оппенгейма Э. — М.: Мир, 1980. — 550 с.
1.15. **Blauert J., Laws P.** Group Delay Distortion in Electroacoustical System. — JASA, 1978, v. 63, N 5, p. 1478—1483.
1.16. **Corrington M.** Correlation of Transient Measurement on Loudspeakers With Listening Test. — JAES, 1955, v. 3, N 1, p. 35—39.
1.17. **Прозоров Ф. К.** Помехоустойчивый метод определения дребезжания громкоговорителей. — Техника средств связи, сер. ТРПА, 1981, вып. 1, с. 35—40.
1.18. **Villchur E.** The Audibility of Doppler Distortion in Loudspeaker. — JASA, 1980, v. 68, N 6, p. 1561—1569.

1.19. **Chapelle P.** Enceints acoustique et local d'ecoute. — Hi—Fi Electronique pour Vous, 1977, N 56, p. 32—49.
1.20. **Shullein R.** In Situ Measurement and Equalization of Sound Reproduction Systems. — JAES, 1975, v. 23, N 3, p. 178—186.
1.21. **Moir J.** Speaker Directivity and Sound Quality — Wireless World, 1979. October, p. 61—64.
1.22. **Справочник** по акустике/Под ред. Сапожкова М. А. — М.: Связь, 1979. — 312 с.
1.23. **Fielder L.** Dynamqe-Range Requiremenent for Subjectively Noise-Free Reproduction of Music. — JAES, 1982, v. 30, N 7/8, p. 504—510.
1.24. **Bank G., Harthaway G. T.** Three-Dimensional Energy Plots in the Frequency Domain. — JAES, 1982, v. 30, N 172, p. 17—24.
1.25. **Berman J., Finchem L.** The Application of Digital Techniques to the Measurement of Loudspeakers. — JAES, 1973, v. 25, p. 370—384.
1.26. **Рабинер Л., Голд Б.** Теория и применение цифровой обработки сигналов. — М.: Мир, 1978. — 249 с.
1.27. **Bunlon J., Small R.** Cummulative Spectra Tone Bursts and Apodization. — JAES, 1982, v. 30, N 6, p. 388—395.
1.28. **Suzuki T., Morii T.** Three-Dimensional Displays for Demonstrating Transient Characteristics of Loudspeakers. — JAES, 1978, v. 26, N 7/8, p. 511—517.
1.29. **Janse C., Kaizer A.** Time-Frequency Distributions of Loudspeaker: Application of Wigner Distribution. — JAES, 1983, v. 31, N 4, p. 198—224.
1.30. **Heyser R.** The Delay Plane Objective Analysis of Subjective Properties. — JAES, 1973, v. 21, N 9, p. 690—701.
1.31. **Okada A.** Honeycomb Disk Speaker. — National Technical Report, 1980, v. 26, N 2, p. 1451—1472.
1.32. **Вест Ч.** Голографическая интерферометрия. — М.: Мир, 1982. — 504 с.
1.33. **Алдошина И. А., Адамчук Г. Н., Скалозуб С. Л.** Измерения физикомеханических параметров материалов. — Техника средств связи, сер. ТРПА, 1981, вып. 1, с. 9—25.
1.34. **Publication IEC.268—13:** IEC Report on Listening Test on Loudspeaker. Geneva: 1981.
2.1. **Маклаклан Н.** Громкоговорители. — М.: Радиоиздат, 1938. — 200 с.
2.2. **Фурдуев В. В.** Электроакустика. — М.: Гостехиздат, 1948. — 319 с.
2.3. **Вахитов Я. Ш.** Теоретические основы электроакустики и электроакустическая аппаратура. — М.: Искусство, 1982. — 412 с.
2.4. **Сапожков М. А.** Электроакустика. — М.: Связь, 1978. — 272 с.
2.5. **Шифман Д. Х.** Громкоговорители. — М.: Энергия, 1965. — 248 с.
2.6. **Corrington M., Kidd C.** Amplitude and Phase Measurements on Loudspeaker Cones. — Proceedings of the J. R. E., 1959, v. 39, N 9, p. 1021—1026.
2.7. **Алдошина И. А., Вишневская С. М., Вдовин Ю. С.** Применение голографической интерферометрии к исследованию колебаний диффузора. — Вопросы радиоэлектроники, серия ТРПА, 1976, сер. VIII, с. 81—91.
2.8. **Лехницкий С. Г.** Анизотропные пластинки. — М.: ГИТТЛ, 1957. — 367 с.
2.9. **Новожилов В. В.** Теория тонких оболочек. — Л.: Судпромгиз, 1962. — 431 с.
2.10. **Шендеров Е. Л.** Волновые задачи гидроакустики. — Л.: Судостроение, 1972. — 348 с.
2.11. **Takafumi U.** Analysis of Loudspeaker Cone Vibrations by Finite Element Method. — Journal of Acoustical Society of Japan, 1978, v. 34, N 8, p. 470—474.
2.12. **Алдошина И. А., Царицына И. В.** Программа для расчета собственных и вынужденных колебаний оболочек вращения. — Методы вычислений. — Л.: Изд-во ЛГУ, 1976, вып. 10, с. 118—128.
2.13. **Suzuki K.** Computerised Analysis and Observation Modes of Loudspeaker Cone. — JAES, 1982, v. 30, N 3, p. 98—106.
2.14. **Terai T.** On Calculation of Sound Fields around Three-Dimensional Object by Integral Equation Methods. — Journal of Sound and Vibration, 1980, v. 69(1), p. 71—100.
2.15. **Fukujuma T.** Recent Speaker System Design Using Honeycomb Disk Speakers. — National Technical Report, 1980, v. 26, N 6, p. 1008—1019.

2.16. **Алдошина И. А.** Теоретический и экспериментальный анализ переходных искажений в громкоговорителях. — Техника средств связи, сер. ТРПА, 1976, вып. 1, с. 65—73.
2.17. **Бревдо В. Б.** Основные проблемы конструирования мощных низкочастотных громкоговорителей. — Техника средств связи, сер. ТРПА, 1982, вып. 2, с. 52—66.
2.18. **Алексеев Ю. С., Войшвилло А. Г., Карельский Ю. В.** Устройство для измерения тепловых режимов работы звуковых катушек головок громкоговорителей. — Техника средств связи, сер. ТРПА, 1981, вып. 1, с. 56—65.
2.19. **King G.** Loudspeaker Voice Coils. — JAES, 1970, v. 18, N 1, p. 34—39.
2.20. **Atoji N., Yukiyoshi A. Tanaka H.** Temperature Rise of Loudspeaker Voice Coil and Design Loudspeaker. — National Technical Report, 1970, v. 16, N 3, p. 377—386.
2.21. **Сулоева Ж. Я.** Об объективных особенностях призвуков диффузорных громкоговорителей. — Вопросы радиоэлектроники, сер. ТРПА, 1966, сер. VIII, вып. 2, с. 72—83.
2.22 **Морозова Л. И.** Влияние материалов на нелинейную упругость центрирующих шайб. — Техника средств связи, сер. ТРПА, 1981, сер. VIII, вып. 2, с. 62—68.
2.23. **Андреева Л. Е.** Упругие элементы приборов. — М.: Машгиз, 1962. — 291 с.
2.24. **Алдошина И. А.** Определение областей динамической неустойчивости диафрагм громкоговорителей. — Акустический журнал, 1971, т. XVII, вып. 1, с. 19—23.
2.25. **Алдошина И. А.** Разработка методов расчета частотных и амплитудных характеристик призвуков. — Труды ЛИКИ, 1976, т. XXIII, с. 71—80.
2.26. **Вологдин Э. И., Прозоров Ф. К.** Объективное распознавание дефектов громкоговорителей, вызывающих дребезжание. — Техника средств связи, сер. ТРПА, 1976, вып. 1, с. 55—65.
2.27. **Allison R.** On the Magnitude and Audibility of Distortions in Loudspeakers. — JAES, 1982, v. 30, N 10, p. 694—699.
2.28. **Reichert K.** The Calculation of Magnetic Circuits with Permanent Magnets by Digital Computers. — IEEE **Transactions on Magnetics, 1970, MAG-6,** № 2, p. 1107—1114.
2.29. **Tsuchiya H.** e. a. — Mitsubishi Denki usiho, 1976, v. 50, N 12, p. 670—674.
2.30. **Ротштейн М. С., Брейгина Н. А.** Нелинейные искажения в головках громкоговорителей, обусловленные взаимодействием переменного потока звуковой катушки с магнитной системой. — Техника средств связи, сер. ТРПА, 1982, вып. 2, с. 66—73.
2.31. **Алдошина И. А., Адамчук Г. Н.** Метод расчета резонансных частот гофрированных подвесов в виде дуг окружностей. — Вопросы радиоэлектроники, сер. ТРПА, 1974, вып. 2, с. 3—10.
2.32. **Иванов С. Е., Мельберг Я. А.** Акустическая система с электростатическим излучателем. — Техника средств связи, сер. ТРПА, 1982, вып. 2, с. 33—43.
3.1. **Темеш Г., Митра С.** Современная теория фильтров и их проектирование. — М.: Мир, 1977. — 560 с.
3.2. **Small R.** Constant-Voltage Crossover Networks Design. — JAES, 1971, v. 19, № 1, p. 12—19.
3.3. **Linkwitz S.** Active Crossover for Noncoinsident Drivers. — JAES, 1976, v. 24, N 1/2, p. 2—8.
3.4. **Lipshitz S., Vanderkooy J.** A Family of Linear Phase Crossover Networks of High Slope Derived by Time Delay. — JAES, 1983, v. 31, N 1/2, p. 2—20.
3.5. **Adams G., Roe S.** Computer-Aided Design of Loudspeaker Crossover Networks. — JAES, 1982, v. 30, N 7/8, p. 496—503.
3.6. **Ланиэ А. А., Алдошина И. А., Войшвилло А. Г.** Применение методов оптимизации к проектированию акустических систем. — Техника средств связи, сер. ТРПА, 1983, вып. 1, с. 58—70.
3.7. **Small R.** Direct Radiator Loudspeaker System Analisis. — JAES, 1972, v. 20, N 7, p. 383—385.
3.8. **Белецкий А. Ф.** Основы теории линейных электрических цепей. — М.: Связь, 1967. — 608 с.

3.9. **Войшвилло А. Г.** Применение пассивных полиномиальных фильтров в акустических системах. — Техника средств связи, сер. ТРПА, 1982. вып. 2, с. 17—26.
3.10. **Baekgaard E.** A Novel Approach to Linear Phase Loudspeaker Using Passive Crossover Networks. — JAES, 1977, v. 25, N 5, p. 284—292.
3.11. **Leach W., Hoge W.** Comments on «A Novel Approach to Linear Phase Loudspeaker Using Passive Crossover Networks.». — JAES, 1978, v. 26, N 9, p. 650—652.
3.12. **Benson J.** An Introduction to the Design of Filtered Loudspeaker Systems. — Proc. of the IREE, 1975, N 7, p. 211—219.
3.13. **Thiele A.** Air Cored Inductors for Audio. — Proc. of the IREE, 1975, N 10, p. 329—333.
3.14. **Титце У., Шенк К.** Полупроводниковая схемотехника. — М.: Мир, 1982.— 512 с.
3.15. **Букашкин С. А., Еремеев В. П.** Применение метода случайного поиска в синтезе линейных цепей. — Радиоэлектроника и электросвязь, вып. 3, Рижский политехнический институт.
4.1. **Adams G., Yorke R.** Motional Feedback in Loudspeaker System. — Monitor Proc. IREE, 1976, N 5, p. 85.
4.2. **Greiner R., Schoessow M.** Electronic Equalization of Closed-Box Loudspeakers. — JAES, 1983, v. 31, N 3, p. 125—134.
4.3. **Benson J.** Synthesis of High-Pass Filtered Loudspeaker Systems. Part I. — JAES, 1979, v. 27, N 7/8, p. 548—561.
4.4. **Benson J.** Synthesis of High-Pass Filtered Loudspeaker Systems. Part 2. — JAES, 1979, v. 27, N 10, p. 769—779.
4.5. **Stahl K.** Synthesis of Loudspeaker Mechanical Parameters by Electrical Means. A New Method for Controlling Low-Frequency Loudspeaker Behavior. — JAES, 1981, v. 29, N 9, p. 587—596.
4.6. **Thiele A.** Loudspeakers in Vented-Boxes. Part 1. — JAES, 1971, v. 19, N 5, p. 382—391.
4.7. **Adams G.** Computer-Aided Loudspeaker System Design. Part 1. — JAES, 1978, v. 26, N 11, p. 826—837.
4.8. **Nomura Y., Nagasawa K.** Desing of The Phase Inverter Loudspeaker System by Nonlinear Optimization Method. — The Journal of the Acousticar Society of Japan, 1978, v. 34, N 8, p. 462—469.
4.9. **Small R.** Closed-Box Loudspeaker Systems. Part 1. — JAES, 1972, v. 20, N 12, p. 798—808.
4.10. **Small R.** Vented-Box Loudspeaker Systems. Part 1. — JAES, 1973, v. 21, N 6, p. 363—372.
4.11. **Small R.** Passive-Radiator Loudspeaker Systems. Part 1. — JAES, 1974, v. 22, N 10, p. 592—601.
4.12. **Small R.** Vented-Box Loudspeaker Systems. Part 2. — JAES, 1973, v. 21, N 7, p. 438—444.
4.13. **Keele D.** Tubular Tuning Method for Vented Enclosures. — JAES, 1974, v. 22, N 5, p. 97—99.
4.14. **Small R.** Vented-Box Loudspeaker Systems. Part 4. — JAES, 1973, v. 21, N 10, p. 635—639.
4.15. **Bywater R., Wiebell H.** Alignment of Filter Assisted Vented-Box Loudspeaker Systems with Enclosure Losses. — JAES, 1982, v. 30, N 5, p. 306—317.
5.1. **Никифоров А. С.** Вибропоглощение на судах. — Л.: Судостроение, 1979. — 183 с.
5.2. **Клюкин И. И., Клещев А. А.** Судовая акустика. — Л.: Судостроение, 1981. — 142 с.
5.3. **Авиационная** акустика/Под ред. А. Г. Мунина, В. Е. Квитки. — М.: Машиностроение, 1973. — 443 с.
5.5. **Cooper I. J., Pollard H. F.** Low-frequency Resonances in Unsymmetrical Enclosures. — Acoustica, 1978, v. 41, N 2, p. 86—93.
5.6. **Freyer P.** Loudspeaker Distortions. — Hi—Fi News and Record Review, 1977, July, p. 51—57.
5.7. **Bradbery L. S.** Use of fibrous materials. — JAES, 1976, v. 24, N 3, p. 162—170.

5.8. **Канаев Б. А., Тартаковский Б. Д.** Об эффективности двухслойного жесткого вибропоглощающего покрытия. — Акустический журнал, 1976, т. XXII, № 1, с. 129—130.
5.9. **Алдошина И. А., Попова М. Л.** Анализ колебательных процессов корпусов высококачественных акустических систем. — Техника средств связи, сер. ТРПА, 1981, вып. 1, с. 56—65.
5.10. **Гонткевич В. С.** Собственные колебания пластин и оболочек. — Киев: Наукова думка, 1964. — 271 с.
5.11. **Loyn R.** Noise Reduction of Rectangular Enclosures with One Flexible Wall. — JASA, 1963, v. 35, N 11, p. 1791—1797.
5.12. **Harcourt R. I.** An Acoustically Small Loudspeaker Cabinets. — Wireless World, 1965, October, p. 483—486.
5.13. **Biley A. R.** A Nonresonant Loudspeaker Enclosure Design. — Wireless World, 1965, October, p. 483—486.
5.14. **Moir I.** Structural Resonances in Loudspeaker Cabinets. — Journal of the British Sound Recording Association, 1961, N 8, p. 183—187.
5.15. **Olson G.** Direct Radiator Loudspeaker Enclosures. — JAES, 1969, v. 17, N 1, p. 22—29.
5.16. **Linkwitz S.** Loudspeaker System Design. — Wireless World, 1978, May, p. 52—56, June, p. 67—72.
5.17. **Петрицкая И. Г.** Исследование влияния закрытого оформления на работу громкоговорителя. — Техника средств связи, сер. ТРПА, 1972, вып. 1, с. 79—91.
5.18. **Петрицкая И. Г.** Влияние внешнего оформления на работу громкоговорителя. — Техника средств связи, сер. ТРПА, 1971, вып. 1, с. 29—39.
5.19. **Kates I.** Loudspeaker Cabinet Reflection Effects. — JAES, 1979, v. 27, N 5, p. 336—350.